RADIO PLANS

ELECTRONIQUE *Loisirs*

ISSN 0033 7668

N° 446 Janvier 1985

14 f

Réalisez

Un thermostat d'ambiance

Un vu-crêtemètre

Un distorsiomètre d'intermodulation transitoire

Une console de mixage haut de gamme



Technique

La distorsion

Les capteurs

Micro-informatique

Basicode se rapproche

Belgique: 97 FB - Suisse: 4 FS - Canada $: 2 - Espagne: 220 Pesetas - Tunisie: 1,38 Dinar

T 2438 - 446 - 14,00 F

RADIO PLANS ELECTRONIQUE Loisirs

Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F. Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris. Direction-Rédaction-Administration-Ventes : 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19 - Tél. : 200.33.05.

Président-Directeur Général
Directeur de la Publication
Jean-Pierre VENTILLARD

Rédacteur en chef
Christian DUCHEMIN

Rédacteur en chef adjoint
Claude DUCROS

Courrier des lecteurs
Paulette GROZA

Publicité : Société auxiliaire de publicité, 70, rue Compans, 75019 Paris. Tél. : 200.33.05 C.C.P. 37-93-60 Paris.

Chef de publicité : **Mlle A. DEVAUTOUR**
Service promotions : **S. GROS**
Direction des ventes : **J. PETAUTON**

Radio Plans décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
France : 1 an **112 F** - Étranger : 1 an **205 F** (12 numéros).
Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2 F en timbres.
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.

OJD DIFFUSION CONTRÔLÉE DIFFUSION PUBLICITÉ 1983

Ce numéro a été tiré à 93 500 exemplaires

Dépôt légal janvier 1985 - Editeur 1253 - Mensuel paraissant en fin de mois. Distribué par S.A.E.M. Transport-Presse. Composition COMPOGRAPHIA - Imprimeries SNIL Aulnay-sous-Bois et REG Torcy.

COTATION DES MONTAGES

Les réalisations pratiques sont munies, en haut de la première page, d'un cartouche donnant des renseignements sur le montage et dont voici le code :

temps :
- ⌛ Moins de 2 h de câblage
- ⌛⌛ Entre 2 h et 4 h de câblage
- ⌛⌛⌛ Entre 4 h et 8 h de cablage
- ⌛⌛⌛⌛ Plus de 8h

difficulté :
- (1) Montage à la portée d'un amateur sans expérience particulière
- (2) Mise au point nécessitant un matériel de mesure minimum (alim., contrôleur)
- (3) Montage nécessitant des soins attentifs et un matériel de mesure minimum
- (4) Une excellente connaissance de l'électronique est nécessaire ainsi qu'un matériel de mesure évolué (scope, géné BF, contrôleur, etc.)

dépense :
- $ Prix de revient inférieur à 200 F
- $$ Prix de revient compris entre 200 F et 400 F
- $$$ Prix de revient compris entre 400 F et 800 F
- $$$$ Prix de revient supérieur à 800 F

SOMMAIRE

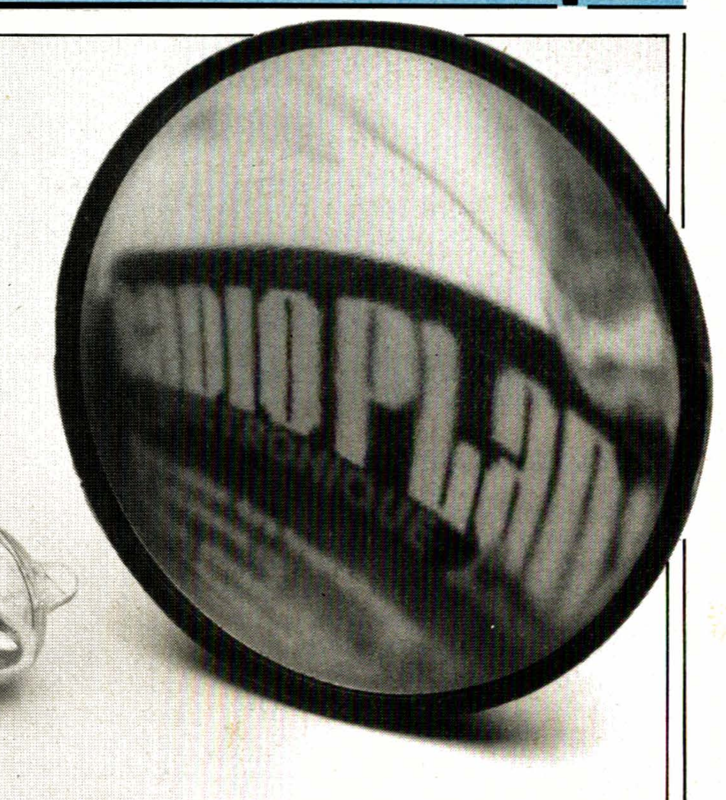
N° 446 JANVIER 1984

Ont participé à ce numéro:
J. Alary, M. Barthou, C. Bergerot, J. Ceccaldi, C. Couillec, M. Ducamp, G. Ginter, P. Gueulle, C. de Maury, X. Montagutelli, M. Rateau, R. Rateau, J. Sabourin, R. Scherer.

Ce numéro comporte un encart UNIECO folioté 59, 60, 61, 62.

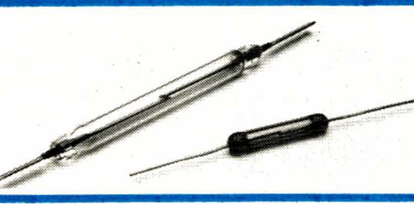
Les capteurs et leurs applications



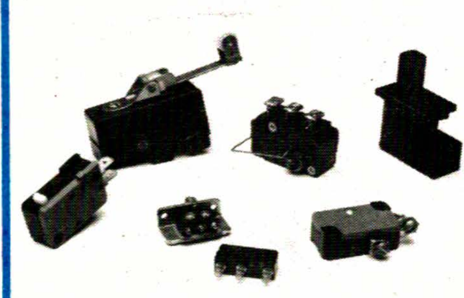


3e partie









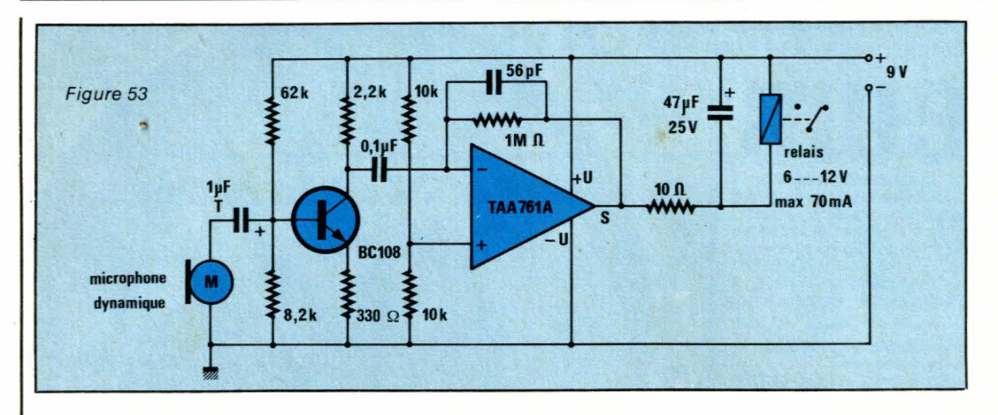




Voici le troisième volet de notre étude sur les capteurs. Cette partie est plus particulièrement consacrée aux éléments sensibles à la lumière visible ou non (IR et UV) aux détecteurs de gaz ou de fumée, et aux capteurs d'humidité encore appelés humidistances.

Comme à notre habitude, nous détaillons à la fois les caractéristiques des différents capteurs retenus ainsi que les schémas électroniques associés pour leur mise en œuvre.

Nous espérons que ce panorama, inévitablement long à cause de l'ampleur du sujet traité, vous procure des renseignements utiles sur ce domaine essentiel de l'électronique moderne.



Les capteurs microphoniques

La majorité de nos lecteurs connaissent le microphone dynamique pour l'avoir utilisé dans des petits montages d'émission ou de sonorisation. Robuste, sensible et de faible coût, on en trouvera facilement un modèle quelconque chez n'importe quel revendeur spécialisé. Avec ce composant, nous allons pouvoir réaliser un interrupteur sensible aux bruits. Le schéma d'un tel appareil est donné à la **figure 53**. Le fonctionnement de ce montage est le suivant :

Le signal issu du microphone dynamique, utilisé en capteur de bruit, est tout d'abord amplifié par un transistor BC 547 monté en émetteur commun. A la sortie, un amplificateur opérationnel un peu spécial, le TAA 761 A, permet la commande directe d'un relais. Cet amplificateur opérationnel assure l'amplification du signal jusqu'à l'écrêtage. A ce moment, le relais colle en sortie. Le condensateur de 47 µF placé en parallèle sur la bobine, permet d'une part de minimiser les pics de surtension dus à l'élément selfique de ce composant, d'autre part, de produire une certaine temporisation rendue nécessaire par l'emploi du système avec de la parole. On écrêtera ainsi des battements continuels au rythme du son.

Un autre montage utilisant cette fois-ci un microphone de type électret, **figure 54** est donné à la **figure 55**. On oubliera pas que ce microphone de faibles dimensions est en fait une capsule miniaturisée avec préamplificateur incorporé, il faut donc l'alimenter en énergie et respecter le schéma de branchement donné à la **figure 54.** Le schéma proposé permet de détecter un bruit quelconque et d'avertir l'utilisateur par allumage d'une ampoule de signalisation de forte puissance. Il pourra donc être utilisé à des fins très diverses, notamment en ce qui concerne l'alarme, celle-ci étant régie par un bruit inopportun, ou encore, il servira à surveiller une chambre d'enfant dès lors que le silence complet doit être de mise. Analysons brièvement le schéma de cet appareil.

La résistance de 2,2 kΩ sert bien évidemment à alimenter notre micro Electret en énergie et le petit condensateur de 4,7 nF élimine les fréquences parasites pouvant influencer les étages amplificateurs suivants. Le premier transistor BC 547 est monté en émetteur commun non contre-réactionné, produit une première amplification du signal sonore qui est transmis par l'intermédiaire du condensateur de liaison de 2,2 µF à la base du transistor suivant. Celui-ci est un modèle PNP BC 557, il amplifie à nouveau le signal qui est appliqué à un troisième transistor d'amplification de même type. Le signal obtenu sur le collecteur de ce dernier transistor possède une amplitude d'environ 5 V crête-à-crête, le signal est limité par la diode zener à 3,3 V. Tous les bruits parasites ayant une amplitude inférieure à cette valeur ne seront donc pas pris en compte, ce qui assure une certaine immunité au montage. Enfin, lorsque le signal de sortie a chargé le condensateur de 10 µF, le circuit de sortie devient conducteur et l'ampoule s'allume. Pour pouvoir commuter une ampoule de 12 V/48 W, il faut que le transistor de sortie puisse supporter un courant de 4 A avec cette dissipation. Nous avons opté pour une réalisation darlington à transistor de commande usuel, puisqu'il s'agit d'un 2N 2222 mais en ce qui concerne le composant de puissance, notre choix s'est porté sur un Darlington de puissance en boîtier TO 126, il s'agit du BD 683 supportant 6 A. Naturellement, il est tout à fait conseillé de monter celui-ci sur un excellent dissipateur. Une précision encore concernant la résistance bobinée de 8 Ω/1 W connectée en parrallèle avec l'ampoule. Il faut savoir en effet qu'à froid, celle-ci possède une résistance très faible et de

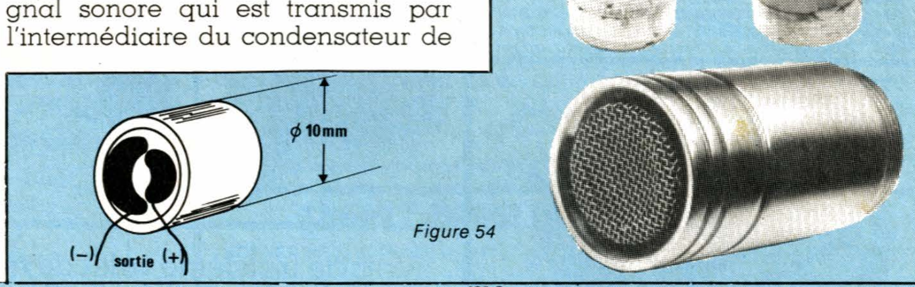


Figure 54

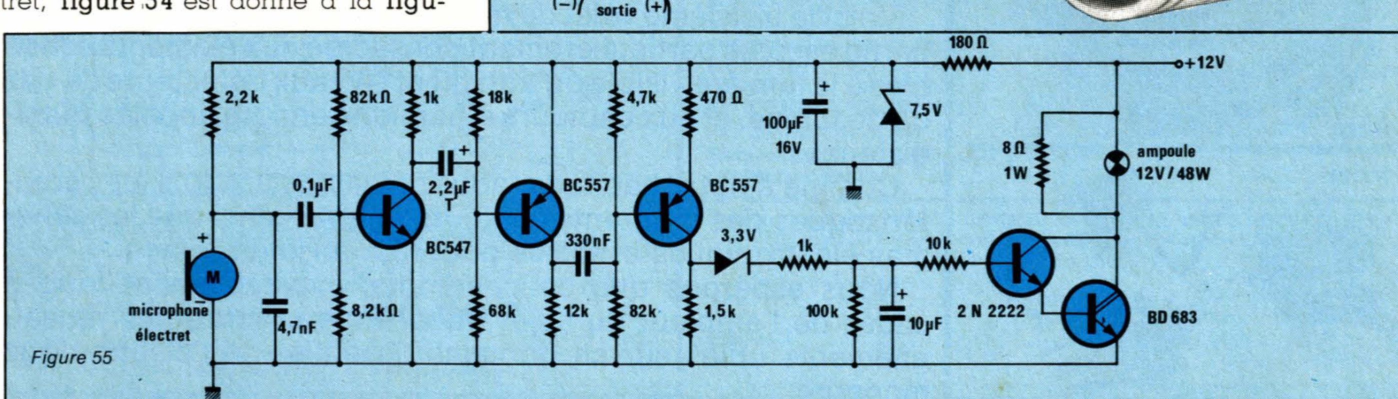


Figure 55

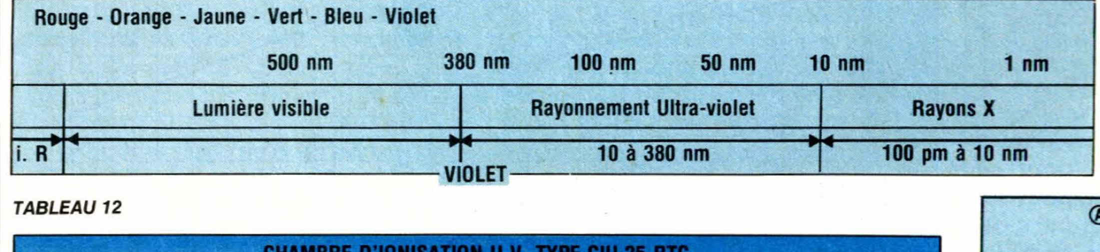
ce fait, au moment de l'allumage, le courant est notablement plus important que lorsque le filament a pris sa température normale. Cette résistance connectée en parallèle sur l'ampoule a donc pour but d'éviter la destruction du transistor de sortie en chargeant préliminairement le circuit lors de la commutation.

Avec ce montage s'achève la description et l'étude des montages basés sur l'utilisation des capteurs de son. On pourra toujours s'inspirer de la schémathèque donnée, pour la réalisation d'appareils nécessitant des capteurs sonores non décrits dans ce paragraphe. Il suffira généralement de modifier quelque peu les valeurs des composants eu égard au matériel employé.

Capteur d'ultra-violet

Nous abordons là, un domaine tout-à-fait inhabituel, puisque cette radiation invisible de très petite longueur d'onde, située en deça de la lumière visible violet, n'est guère décrite dans les réalisations électroniques des revues de vulgarisation. Cette radiation, faisant partie intégrante du spectre des ondes électromagnétiques, peut cependant être détectée. Nous donnons ci-dessous un tableau comparatif des radiations proches de l'ultra-violet avec leurs longueurs d'ondes respectives.


TABLEAU 11



Rouge - Orange - Jaune - Vert - Bleu - Violet						
	500 nm	380 nm	100 nm	50 nm	10 nm	1 nm
i. R	Lumière visible		Rayonnement Ultra-violet		Rayons X	
			10 à 380 nm		100 pm à 10 nm	
		VIOLET				

TABLEAU 12

CHAMBRE D'IONISATION U.V. TYPE CIU 25 RTC					
ENVELOPPE	COUPELLE	FENÊTRE	GAZ	∅ UTILE	SENSIBILITÉ
Verre	or	Fluorure de Lithium	Sulfure de Carbone	10 mm	105,5 à 125 nm
RENDEMENT QUANTIQUE MOYEN À 121,6 nm	GAIN TYPIQUE	TENSION DE FONCTIONNEMENT			
		RÉGIME D'IONISATION	RÉGIME PROPORTIONNEL		
25 %	1,7 à 100 V 50 à 380 V	15 V min. à 40 V max.	400 V max.		

A la **figure 56 a** est représenté un tube à fenêtre capteur d'ultra-violet. Le tube est rempli d'un gaz, généralement le sulfure de carbone CS_2. La chambre d'ionisation sert en détecteur de photons dans l'ultra-violet. Les photons pénètrent dans la chambre d'ionisation au travers d'une fenêtre en fluorure de Lithium, transparent dans le domaine de l'ultra-violet puisque la longueur d'onde $\lambda \geq 105$ nm. Les photons créent sur leur parcours des paires ions-électrons par ionisation des molécules de gaz à condition que leur énergie soit supérieure à l'énergie d'ionisation du gaz ($\lambda \leq 125$ nm pour le sulfure de carbone).

Si le champ électrique existant entre Anode et Cathode est suffisant pour que tous les électrons créés soient collectés, on peut alors déninir un rendement quantique tel que :

n = NR

avec :

N = nombre de photons incidents

n = nombre d'électrons collectés

R: facteur contenant deux termes

— le rendement quantique propre au gaz

— le facteur de transmission t de la fenêtre d'entrée.

Un choix judicieux du matériau de la fenêtre, du gaz de remplissage et de sa pression permettent l'obtension pour une bande passante étroite, d'un rendement quantique élevé.

A titre documentaire, nous donnons ci-dessous un tableau de caractéristiques principales d'une chambre d'ionisation sensible dans l'ultra-violet **figure 56 b**.

Comme le lecteur peut s'en douter aisément, un tel composant est peu facile à se procurer et n'est pas à la portée de toutes les bourses. Il en va de même de l'électronique suiveuse que nous ne décrirons pas, la théorie de fonctionnement d'un tel schéma sortant très nettement du cadre de cet article. Néanmoins, si nous avons tenu à mentionner et décrire un tel composant, c'est uniquement dans le seul but didactique que se doit d'être une revue électronique moderne, offrant à ses lecteurs non seulement des explications de fonctionnement de matériels simples, mais aussi des descriptions de composants intéressants, aussi sophistiqués soient-ils.

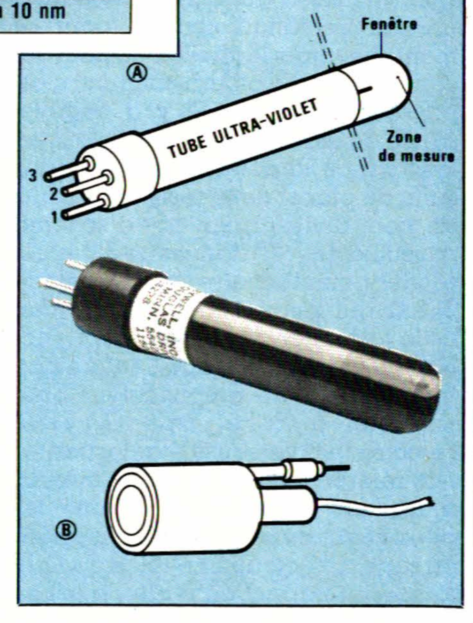


Figure 56

Les capteurs de gaz et de fumées

Les deux capteurs de gaz représentés à la **figure 57** sont du type TGS de la marque FIGARO. Le modèle 812 réagit aux gaz toxiques tels le monoxyde de carbone, le méthane, le propane, l'ethanol, ainsi que le dioxyde de souffre et l'ammoniaque. Le 813 par contre, s'il réagit moins bien aux alcool et oxyde de carbone est tout à fait indiqué pour les propanes, méthanes et butanes. Il s'agit de capteurs à semi-conducteur composés d'un semi-conducteur d'oxyde de métal aggloméré, principalement de bioxyde d'étain SnO_2. Lorsqu'il y

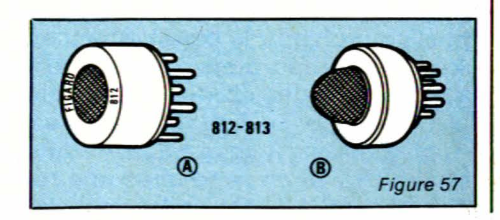


Figure 57

a détection de gaz à la surface du capteur, sa résistance décroit, autrement dit, il y a modification de la conductivité électrique. Suivant le gaz et le type de capteur utilisé, la sensibilité est élevée et peut atteindre 10^{-4}. L'utilisation de ce produit étant régit par les données du fabricant, on peut attendre du capteur une durée de vie minimale de 8 ans indépendants vis-à-vis des toxines catalytiques, le domaine principal d'application sera la détection des hydrocarbures et de leurs dérivés : hydrocarbures halogénés, les alcools, les éthers, les cétones les composés azotés, les gaz minéraux. Nous indiquons sur les deux graphes A et B de la **figure 58** le comportement de la résistance de sortie des capteurs de gaz 812 et 813, en présence de gaz différents, et nous donnons tableau 13, quelques caractéristiques de ces deux composants :

La résistance de sortie variant en fonction de la détection du gaz considéré suivant le type de capteur, un montage associatif simple va permettre de réaliser un appareil d'alarme, dès lors que la concentration dans un local devient par trop importante. Nous avons opté pour une alimentation standard de 5 V, ce qui fait une consommation pour le chauffage du filament :
i_{812} = (0,65/5) = 130 mA et i_{813} = (0,83/5) = 166 mA

On utilisera donc principalement une alimentation secteur pour le montage, mais le choix d'un petit accumulateur au plomb-calcium n'est pas exclu. Comme il y a décroissance de la résistance du capteur en fonction de la détection gaz, il nous suffit de placer cette résistance dans un pont diviseur, sur notre schéma constitué des résistances de 3,3 k, 1 k et du potentiomètre multitours de 20 kΩ qui permet la compensation de la tolérance du capteur. Le signal issu de ce pont, attaque l'entrée non inverseuse d'un amplificateur opérationnel à Bi-Fet type CA 3130, l'électrode inverseuse étant quant à elle référencée par un pont diviseur ajustable. Nous avons nommé les deux résistances de 1 kΩ associées en série au potentiomètre de 5 kΩ 10 tours, qui permet de régler la sensibilité du circuit, donc la valeur du point de consigne. Il n'en faut pas plus pour obtenir le basculement en sortie du comparateur, dès lors qu'il y a détection de gaz, donc déséquilibre à l'entrée. Le signal de sortie est appliqué par l'intermédiaire d'une diode BAX 13 en série avec une résistance de 4,7 kΩ sur la gachette d'un thyristor de commutation type 2N 1595. Le rôle de cette diode est d'éviter que le courant de gachette ne devienne négatif avec une valeur importante, ce qui peut se produire lors de la conduction du thyristor. Enfin, on trouve entre gachette et masse une cellule RC constituée d'une résistance de faible valeur et d'un condensateur de 10 nF. Ce circuit est important pour éviter un enclenchement intempestif du dispositif par amorçage du thyristor. En effet, grâce à cette solution, la gachette étant portée au potentiel 0 V par la résistance 100 Ω et le thyristor polarisé en direct, la tension de claquage B_{VO} est augmentée ainsi que la tenue (dV/dt) du thyristor (pour une température donnée).

Lorsque le thyristor s'amorce normalement, il y a donc collage du relais en sortie, celui-ci pouvant commuter une charge quelconque constituée par exemple d'un ventilateur extracteur, ou bien encore une sirène pour alarme. Enfin, signalons un bouton poussoir fugitif à coupure permettant l'annulation si tout est redevenu normal.

TABLEAU 13

CAPTEURS DE GAZ FIGARO		
	TYPE 812	TYPE 813
R filament	38 Ω	30 Ω
P filament	0,65 W	0,83 W
U alim. max.	24 V	24 V
Résistance Capteur	1 à 10 kΩ (isobutane)	5 à 15 kΩ (méthane)
Durée de préchauffage	2 mn	2 mn

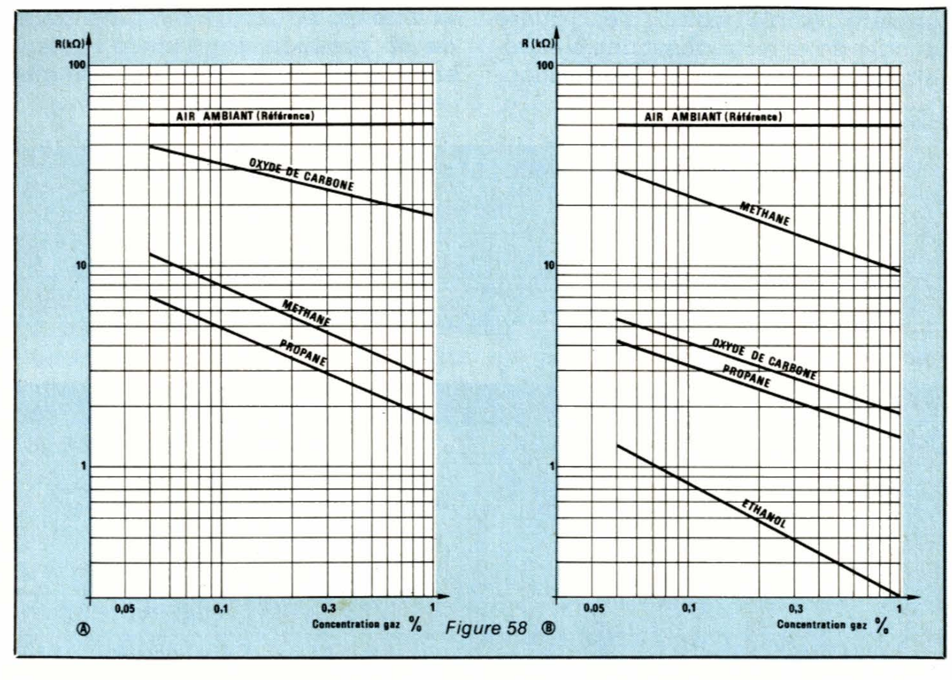


Figure 58

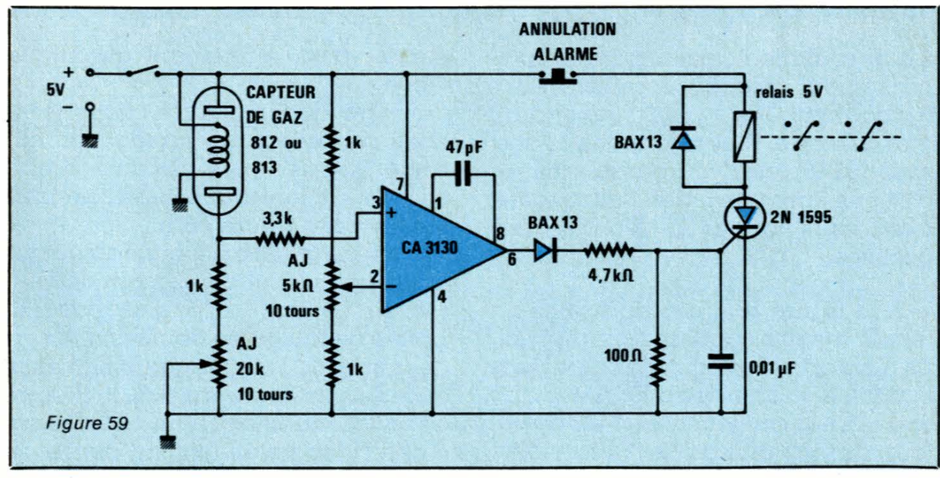
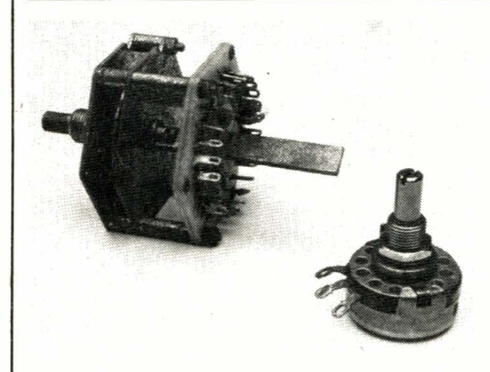
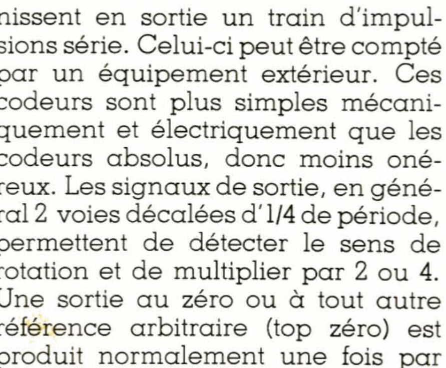


Figure 59





Capteurs rotatifs

Capteurs numériques

Mentionnons tout d'abord les moins utilisés dans les réalisations d'amateur, de par leur difficulté d'approvisionnement et leur coût élevé, il s'agit des capteurs numériques de déplacement. Ils peuvent être angulaires absolus, monotours et multitours ou bien encore angulaires incrémentaux. Le codeur absolu donne une information absolue de position sous forme d'une sortie digitale unique pour chaque pas (d'incrément) de la rotation de l'axe. Le code de sortie peut être GRAY ou BDR + 3. Pour nos lecteurs qui ne le sauraient pas, nous précisons que le code binaire GRAY est un code dans lequel un seul bit change pour chaque variation d'incrément, il donne évidemment une sortie binaire. Le code BDR + 3 quant à lui est un code binaire décimal réfléchi à exédent 3 pour des raisons de symétrie du code. Il donne une sortie décimale codée. Dans la série des capteurs numériques, nous avons encore les générateurs d'impulsions qui fournissent en sortie un train d'impulsions série. Celui-ci peut être compté par un équipement extérieur. Ces codeurs sont plus simples mécaniquement et électriquement que les codeurs absolus, donc moins onéreux. Les signaux de sortie, en général 2 voies décalées d'1/4 de période, permettent de détecter le sens de rotation et de multiplier par 2 ou 4. Une sortie au zéro ou à tout autre référence arbitraire (top zéro) est produit normalement une fois par tour.

Capteurs analogiques

Beaucoup plus utilisés et d'approvisionnement plus aisé que les précédents, ils sont tous angulaires, monotours et multitours. Pour des applications en instrumentation, méthologie ou mesure, ils doivent évidemment être de précision. Ils peuvent être remplacés par l'amateur par de simples potentiomètres multitours, bobinés ou à piste, en choisissant des modèles d'excellente qualité. Nous donnons à la **figure 60** le schéma d'un tel modèle 3 tours qui nous servira pour une réalisation ultérieure. Le petit montage de la **figure 61** nous permet d'obtenir en sortie, une tension analogique sous une impédance très faible. Le capteur potentiométrique de positionnement angulaire est monté en série avec deux résistances ajustables multitours permettant les réglages des seuils minimum et maximum de débattement. L'amplificateur opérationnel IC_1 est naturellement connecté en suiveur de tension, permettant, grâce à son impédance d'entrée élevée, de ne pas perturber

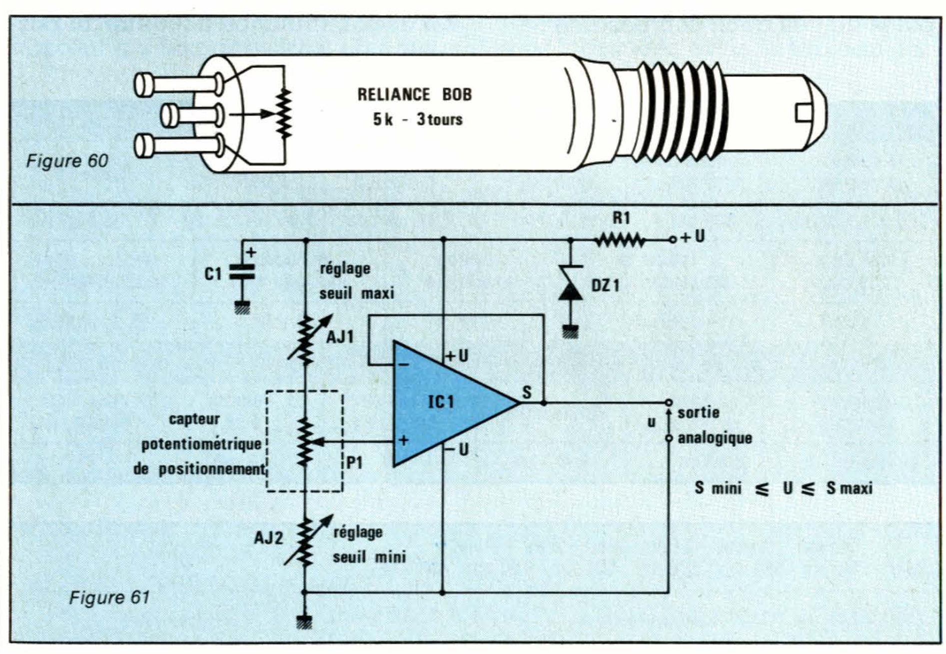


Figure 60

Figure 61

la valeur de mesure sur le curseur du potentiomètre de précision, tout en octroyant une résistance de sortie faible pour l'attaque de circuits extérieurs. Dans ce montage ou le capteur est alimenté à partir de la tension d'alimentation, il faut que celle-ci soit la plus stable possible. Nous avons donc ajouté le petit ensemble de régulation R_1, DZ_1 et C_1. Pour en terminer avec les capteurs rotatifs, signalons au lecteur, que s'il utilise comme capteur un potentiomètre devant être manœuvré, par exemple en automatique, de nombreuses fois, celui-ci devra être un modèle très robuste, sous peine de rencontrer des déboires au bout d'un certain temps. De tels potentiométres existent dans le commerce.

Les capteurs lumineux

Dans ce domaine, bon nombre de capteurs différents peuvent être utilisés. En fait, on s'attardera surtout à décrire ceux que l'on peut trouver facilement et chaque fois que nous jujerons la chose intéressante, nous donnerons un schéma type d'application. Tout d'abord, donnons quelques précisions en ce qui concerne le spectre des ondes électromagnétiques des différents capteurs que nous allons étudier dans ce chapître. Comme pour les ultra-violets, le tableau ci-dessous nous indique les valeurs comparatives des radiations proches de la lumière visible et leurs longueurs d'onde respectives.

Comme nous le voyons, nous allons pouvoir étudier des capteurs sensibles à différentes longueurs d'onde, principalement dans le domaine de la lumière visible et des infrarouges proches. Commençons d'emblée par un petit capteur qui a fait les beaux jours des premiers montagés détecteurs de lumière sous le nom de « cellule photoélectrique ».

Le capteur photodiode

Nous trouvons à la **figure 62** en **a** et **b** deux types différents de capteurs photodiode. En fait, si le capteur de type BPY 69 est réellement un capteur photodiode à pointe, le BPY 10 est plutôt un capteur photovoltaïque. Le fonctionnement de ces deux composants est pratiquement identique et peut se résumer comme suit :

Une diode au silicium alimentée en inverse ne laisse passer qu'un courant de fuite insignifiant, comme toute diode normale de bonne qualité, mais si maintenant on éclaire la jonction NP, le courant de fuite augmente dans des proportions très variables et croît avec la lumière. La réponse spectrale est principalement le domaine du visible et de l'infra-rouge et le temps de réponse est très faible quelque soit le domaine d'éclairement. Dans les tableaux ci-dessous, les lecteurs trouveront les caractéristiques principales de ces deux composants :

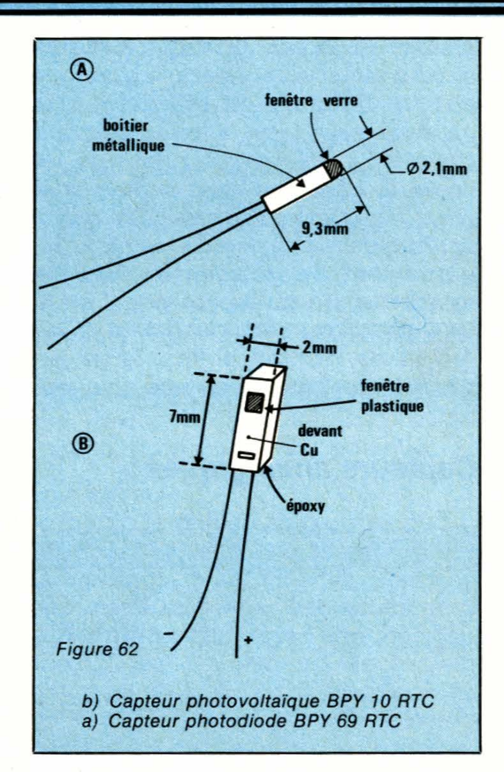
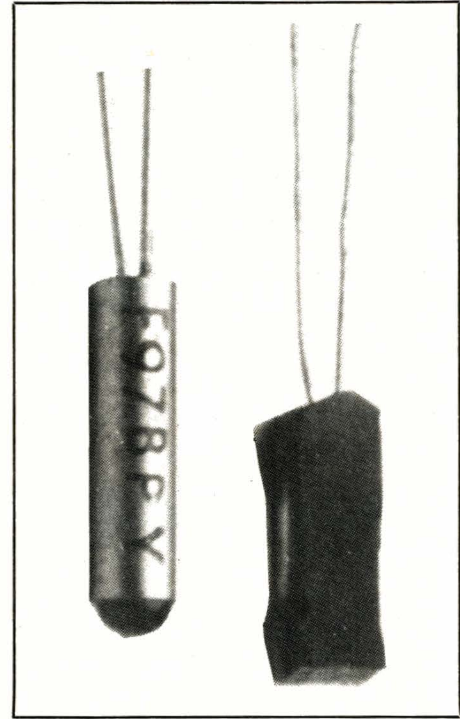


Figure 62

b) Capteur photovoltaïque BPY 10 RTC
a) Capteur photodiode BPY 69 RTC



D'autres capteurs photodiode de marque différente et de caractéristiques à peu près équivalentes peuvent se trouver chez différents fournisseurs de composants électroniques. Nous donnons à la **figure 63** une application simple d'un détecteur directif de lumière, avec alarme sonore. Comme nous l'avons mentionné dans le descriptif de ce composant, la diode fonctionnant en inverse voit donc sa représentation inversé sur le schéma eu égard aux polarités de l'alimentation. La photodiode détecte un faisceau de lumière visible ou infrarouge et actionne un trigger constitué des deux premiers transistors de type BC 107 ou équivalent. En sortie, un transistor de commutation actionne un buz-

TABLEAU 15

Capteur photodiode BPY 69 - RTC					
Réponse spectrale	Sensibilité maximum	Surface réceptrice	Sensibilité minimale	Courant d'obscurité	Capacité
500 à 1 100 nm	800 nm	1,5 mm²	0,11 μA Lux⁻¹	0,05 μA à ± 50 V	3,5 pF

temps de monté typique	temps de descente typique	tension maximale	puissance dissipée max.	température de fonctionnement
16 μS	10 μS	± 60 V	80 mW	− 65 à +125 °C

Capteur photo-voltaïque BPY 10 - RTC					
Réponse spectrale	Surface sensible	Sensibilité	Tension maximale	Courant max.	Temp. amb. maximale
Visible et I.R.	0,03 cm²	3 mA/Lm	1 V	10 mA	+ 75 °C

TABLEAU 14

Rayonnement infra-rouge 1 μm	Rouge - Orange - Jaune - Vert - Bleu - Violet 650 - 700 nm 590 nm 570 nm 500 nm 420 nm 400 nm	U.V.
I.R.	Lumière visible	Ultra-violet

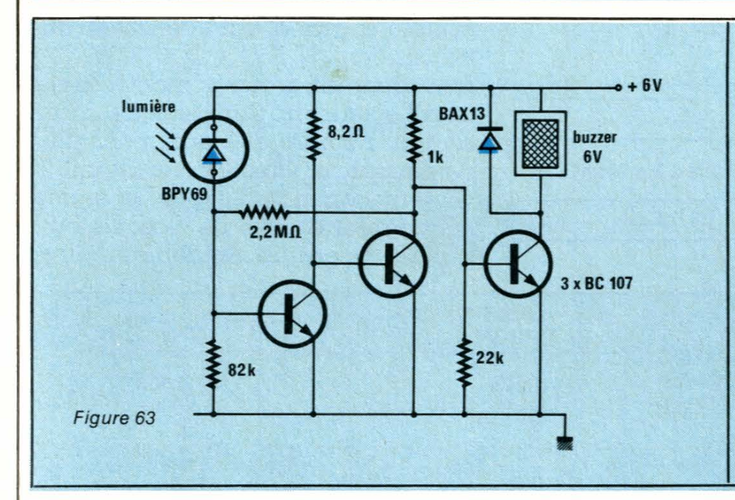


Figure 63

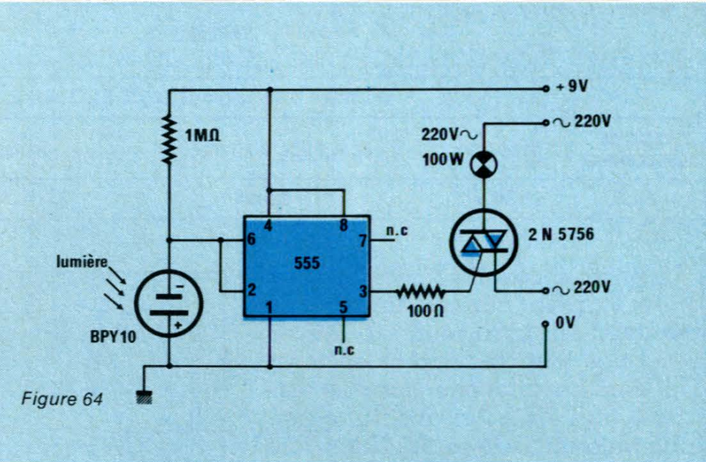


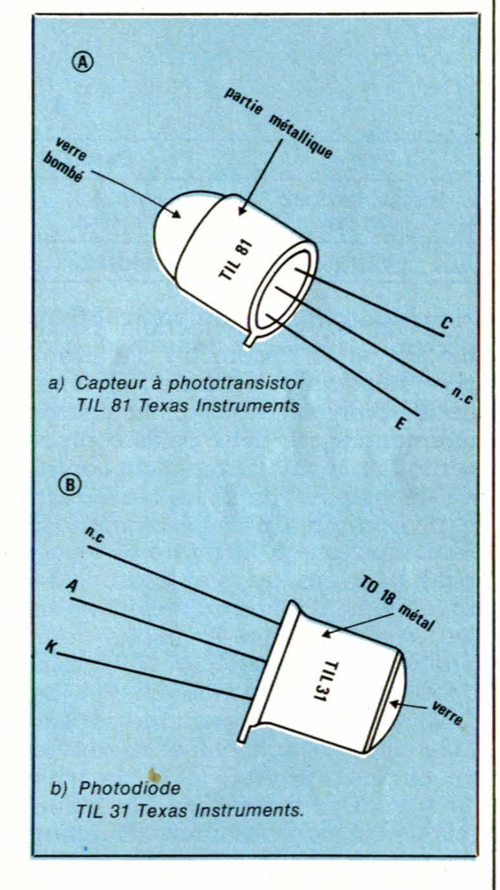
Figure 64

zer d'alarme lorsque le faisceau lumineux touche la surface sensible de la cellule. On ne peut donc concevoir montage plus simple.

Celui proposé à la **figure 64** n'est guère plus compliqué mais permet la mise en œuvre d'une cellule photovoltaïque type BPY 10, et commande un voyant de signalisation secteur par l'intermédiaire d'un triac de petite puissance. Le fonctionnement de cet appareil est pratiquement le même que le précédent, mais le montage trigger en « discret » est remplacé ici par un circuit intégré type 555. Lorsque le capteur lumineux n'est pas éclairé, la lampe est allumée et vice-versa. On éloignera autant que faire se peut celle-ci du capteur pour éviter un auto verrouillage du système.

Les capteurs émetteurs-recepteurs d'infra-rouge

A la **figure 65 a** est représenté un capteur à phototransistor, récepteur d'infra-rouge et en **b**, son alter égo, une photodiode de puissance émettrice de ce rayonnement. Un ensemble Emetteur-Récepteur réalisé avec ces deux éléments appariés, tels les TIL 31 et TIL 81 de chez Texas Instruments, permet un montage de qualité. Avant de décrire une telle réalisation, donnons quelques précisions concernant ces deux composants. Contrairement à la photo diode vue précédemment, qui ne comportait qu'une seule jonction, un photo-transistor, comme tout transistor qui se respecte, possède deux jonctions et il y a donc deux diodes dont une, celle de collecteur-base, est bien aussi utilisée sous polarisation inverse. On obtient ainsi un photo-récepteur très sensible dès lors qu'on éclaire le cristal semiconducteur de ce composant. Le TIL 81 est un photo-transistor comportant trois pattes de sortie, mais dans notre réalisation, nous n'en utiliserons que deux, la base n'étant pas connectée. Les principales caractéristiques de ce petit capteur sont indiquées dans le tableau 16:



a) Capteur à phototransistor TIL 81 Texas Instruments

b) Photodiode TIL 31 Texas Instruments.

TABLEAU 16

Capteur à phototransistor TIL 81 (Texas)			
Angle de rayonnement	Vceo max.	Sensibilité à 20 mW/cm²	Sensibilité à 5 mW/cm²
20 °	30 V	22 mA	5 mA

La photo-diode TIL 31, utilisée non plus en capteur mais en émetteur de rayonnement infra-rouge, a été sélectionnée principalement en fonction des applications dans le domaine de l'émission avec une certaine puissance de sortie. Nous donnons ci-dessous les caractéristiques et limites d'utilisation de ce composant.

TABLEAU 17

Émetteur d'infra-rouge TIL 31 (Texas)			
Intensité maximale continue	Intensité d'utilisation	Flux de rayonnement de sortie	Angle de rayonnement
200 mA	100 mA	6 mW pour 0,1 A	10 °

Le boîtier est un modèle TO 18 modifié et là encore on n'utilisera pas l'électrode centrale. Comme nous l'avons dit, nous allons utiliser maintenant ces deux petits composants, l'un monté en émetteur l'autre en récepteur, pour la réalisation d'un ensemble de télécommande. Nous trouvons à la **figure 66** la représentation de l'émetteur de rayonnement infra-rouge qui met en jeu, comme source émissive, deux photo-diodes type TIL 31 que nous avons décrit précédemment. Le fonctionnement du montage est par ailleurs très simple et met en œuvre un circuit intégré C MOS de type 4001 et deux transistors. Le circuit intégré est monté en multi-vibrateur dont la sortie vient commuter un ensemble à grand gain constitué des transistors 2 N 1711 et 2 N 2197. Les émetteurs infrarouges montés dans le collecteur du transistor de sortie sont au nombre de deux, pour plus de puissance. Ils sont donc alternativement commandés par le signal rectangulaire issu de l'oscillateur. Les TIL 31 ont un rendement élevé que l'on pourra encore augmenter par l'utilisation de réflecteur-focalisateur. Le montage fonctionne dès appui sur le bouton BP.

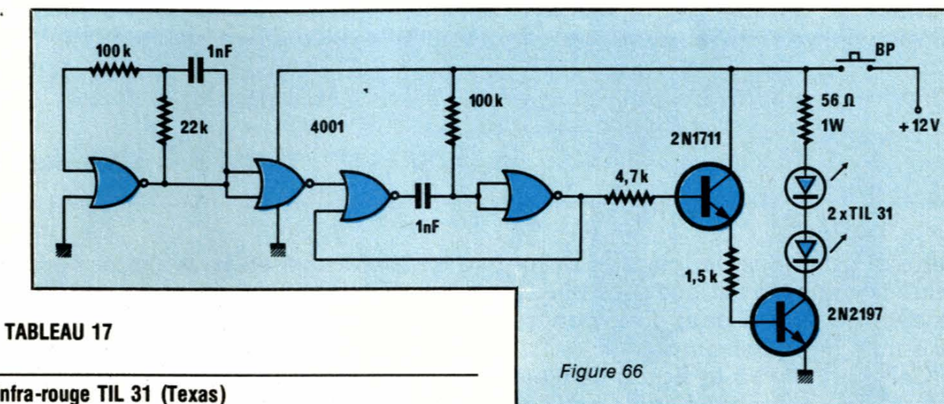
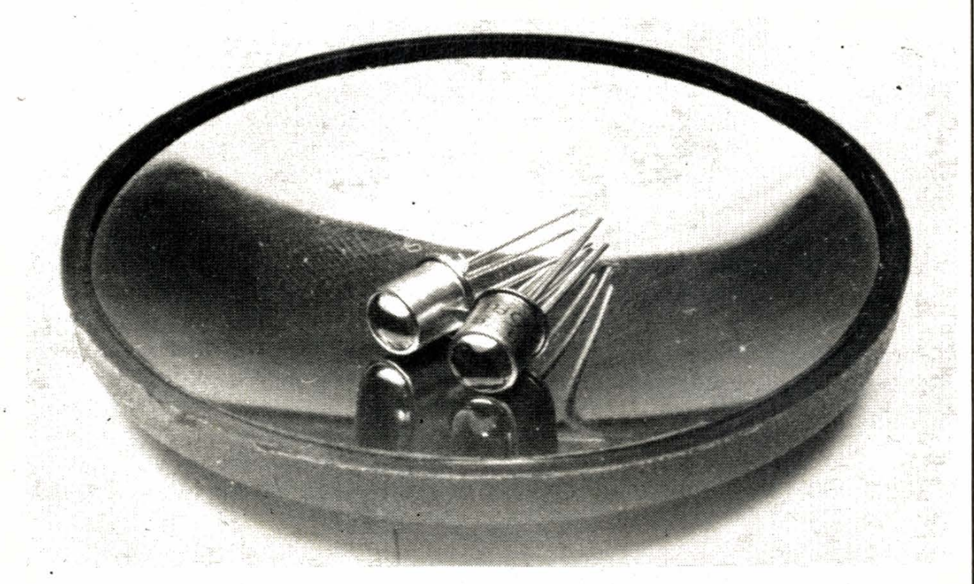


Figure 66



carte de commande « circuits imprimés »

Référence du circuit	Prix unitaire	Quantité demandée	Prix total
EL			
EL			+
EL			+
EL			+
EL			+
EL			+
EL			+
EL			+
		Prix total TTC →	=
		Ajouter sur cette ligne les frais de port (12 F pour la France métropolitaine ; 18 F pour DOM-TOM et étranger) →	+
		Total à payer →	=

Pas d'envoi contre remboursement

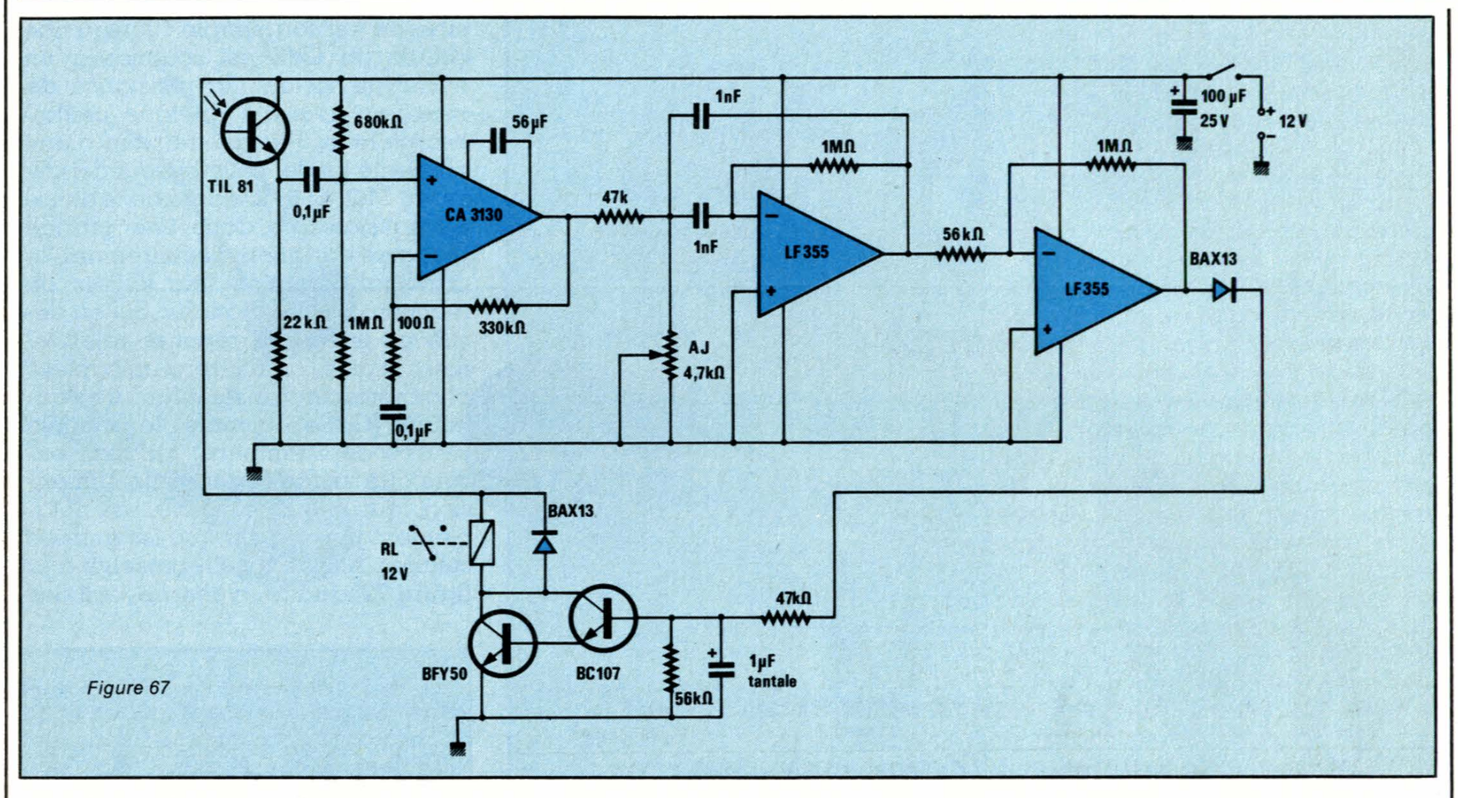


Figure 67

Le schéma du récepteur correspondant au montage émetteur est un peu plus complexe. Il est donné à la **figure 67.** Le photo-transistor TIL 81 capte le rayonnement IR émis par l'émetteur et délivre en sortie un signal qui est transmis sur l'entrée non inverseuse d'un amplificateur opérationnel type BIFET. Celui-ci est monté en amplificateur non inverseur, le signal obtenu en sortie est transmis par la résistance de 47 kΩ et le condensateur de 1 nF à l'entrée inverseuse d'un premier LF 355. Ce circuit et ses composants alentours sert de filtre passe bande. Après une nouvelle amplification grâce à un deuxième LF 355, le signal de sortie vient commuter un ensemble amplificateur darlington, dès lors que le condensateur de 1 µF se trouve chargé par le signal de sortie. A ce moment, le relais colle. Le seul réglage consiste à régler la fréquence centrale du filtre passe-bande à l'aide du potentiomètre ajustable de 4,7 kΩ. Il faut que l'amplitude du signal de sortie du premier LF 355 soit maximale. Si l'on désire ajuster le seuil de déclenchement du système, il faudra intercaler un potentiomètre de sensibilité sur l'entrée non inverseuse du dernier amplificateur opérationnel. Cette réalisation permet une alarme ou une commutation quelconque, soit lors de l'émission du faisceau d'infra-rouge, soit lors de la coupure de ce même faisceau, faisant alors office de barrière lumineuse. Selon le cas, on se branchera sur les contacts de sortie du relais, soit sur le repos, soit sur le travail. De nombreux autres montages pourront être réalisés grâce à l'emploi des diodes émettrices et réceptrices d'infra-rouge équivalentes aux modèles mentionnés.

Circuit intégré photosensible

A notre connaissance, un seul modèle existe sur le marché que l'on pourra se procurer facilement et à faible coût. Il s'agit du TFA 1001 W de Siemens. Livré en petit boîtier transparent à six broches, dont nous donnons le schéma à la **figure 68,** il contient une petite photo-diode de 2 mm², un amplificateur de linéarisation, une sortie en courant et une stabilisation de tension. L'organigramme de ce circuit est donné à la **figure 69.** Il procure en sortie un courant directement proportionnel à l'éclairement et la plage de mesure est relativement importante puisqu'elle peut osciller de 0,05 lux à plus de 6 000 lux. A la **figure 70,** le lecteur trouvera la représentation graphique d'une courbe d'étalonnage, et l'on s'apperçoit qu'elle est parfaitement linéaire entre les deux valeur extrèmes précitées. Dans le tableau ci-dessous, nous indiquons les caractéristiques principales de ce circuit intégré (tableau 18).

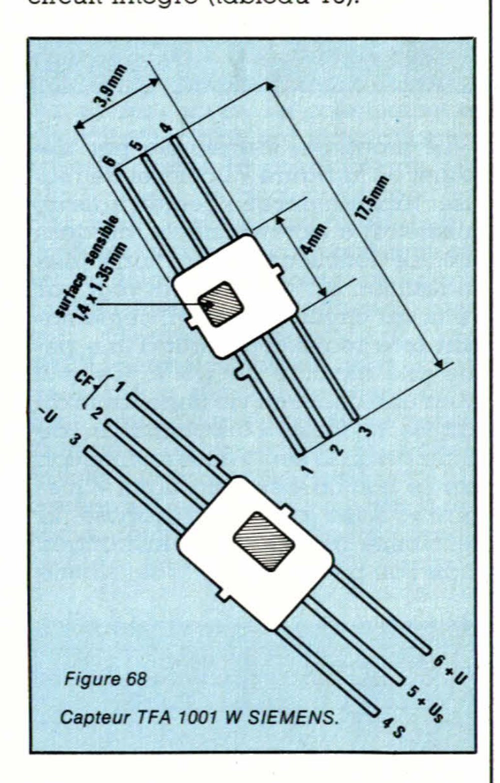


Figure 68
Capteur TFA 1001 W SIEMENS.

TABLEAU 18

Circuit intégré photo-sensible TFA 1001 W Siemens				
Tension d'alimentation minimale - VCC	Tension d'alimentation maximale	Sensibilité minimale	Sensibilité maximale	Boîtier
1,5 V	15 V	0,05 Lux	5 000 Lux	plastique 6 broches

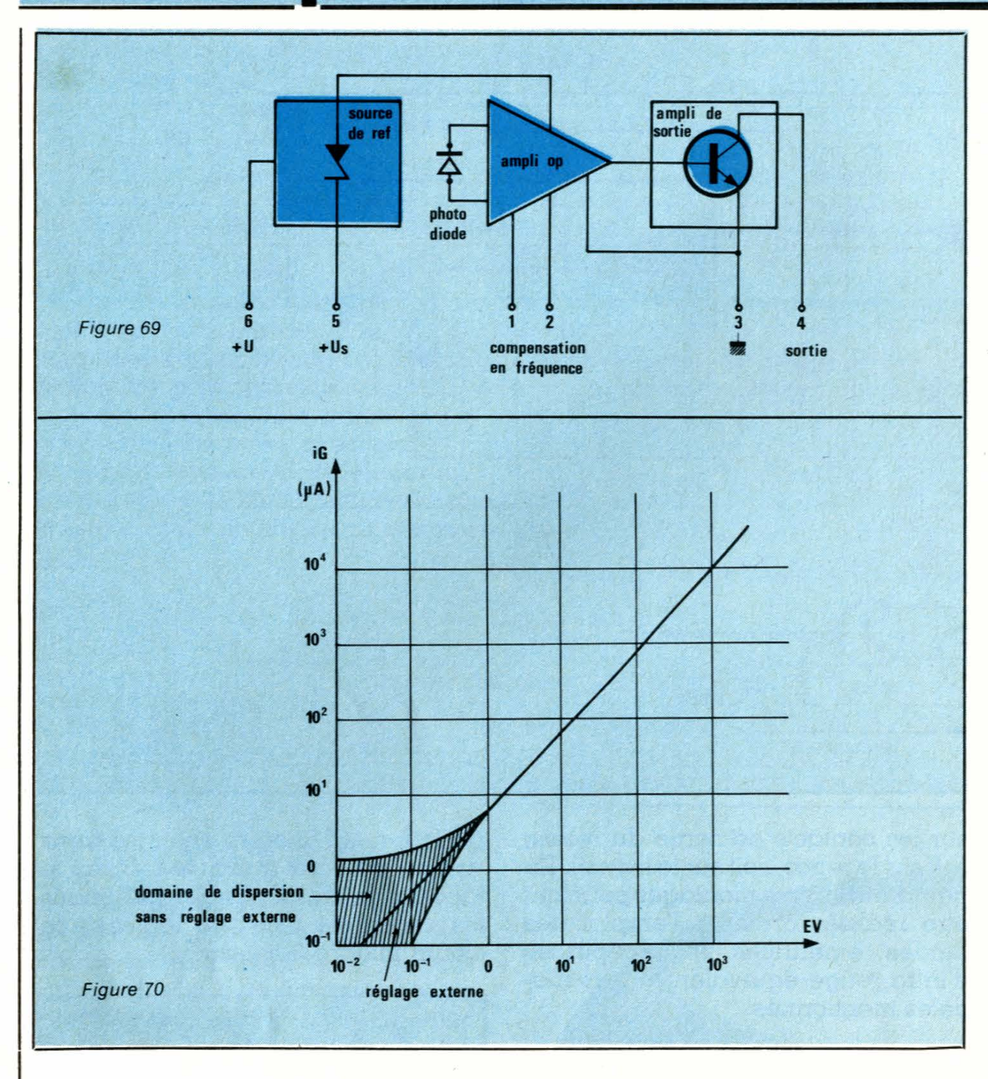


Figure 69

Figure 70

Le montage, fort simple par ailleurs, de la **figure 71** permet de réaliser rapidement et à peu de frais un luxmètre, à lecture directe, de qualité. Le fonctionnement d'une telle réalisation est uniquement régi par celui du circuit intégré. L'alimentation sera réalisée à partir d'une petite pile alcaline de 1,5 V. Celle-ci aura une durée de vie importante du fait de la faible consommation du circuit et de la seule mise en fonction par le bouton poussoir fugitif « mesure ». Avec le schéma proposé, la sensibilité maximale est inchangée mais l'on pourra porter la sensibilité minimale à quelques 0,01 lux grâce à l'emploi de la résistance de 10 MΩ et du potentiomètre multitours de 10 kΩ. En sortie, on emploira un micro-ampèremètre ou un milli-ampèremètre suivant la mesure de luminosité, mais il sera bon de ne pas oublier que le courant délivré pouvant varier de quelques micro-ampères à plus de 25 mA, le calibre de l'appareil devra être choisi avec soin afin d'éviter sa détérioration. Enfin, précisons aux lecteurs intéressés que pour la mesure de luminosité supérieure à 500 lux, afin de ne pas endommager le TFA 1001 W, il faudra utiliser en interposition des filtres de densité neutre, type KODAK-WRATTEN, et appliquer le coefficient correcteur propre au filtre employé.

milliampèremètre
mesure
+ 1.5 V −
n.c
TFA1001W
AJ 10 kΩ 10 tours
10MΩ
n.c

Figure 71

Les capteurs photorésistants

Encore appelés cellules photorésistives, ce sont des capteurs de faible prix entrant dans la composition de nombreuses réalisations pour la détection de lumière. Le type le plus connu est le modèle au CdS. Le principe en est fort simple : lorsqu'une cellule au CdS est soumise à un éclairage violent, la résistance du matériau avoisine quelque centaines d'ohms. Par contre, lors d'une obscurité totale, celle-ci peut dépasser 10 MΩ. Si la linéarité de réponse est satisfaisante dans une grande plage de variation d'éclairement, le principal défaut est leur lenteur de réaction à ces variations. Si l'on désire un temps de réponse relativement rapide, on utilisera un capteur photorésistant au sélénium de cadmium (CdSe) comme le modèle RPY 60 de Siemmens, ou bien encore, un modèle de petite dimension, qui, moins sensible, est notablement plus rapide que les grosses cellules. Nous avons représenté à la **figure 72** quatre types de cellules

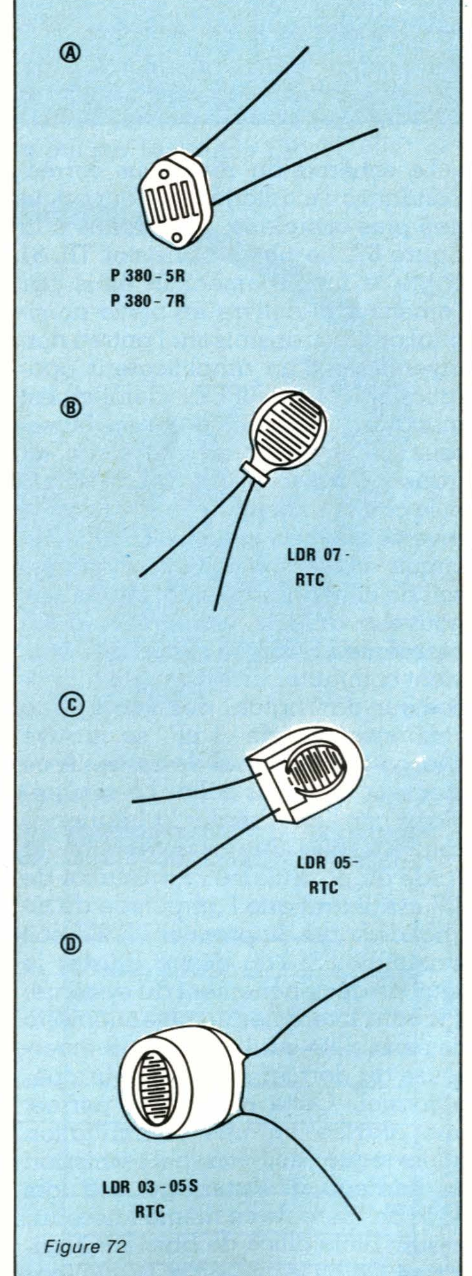
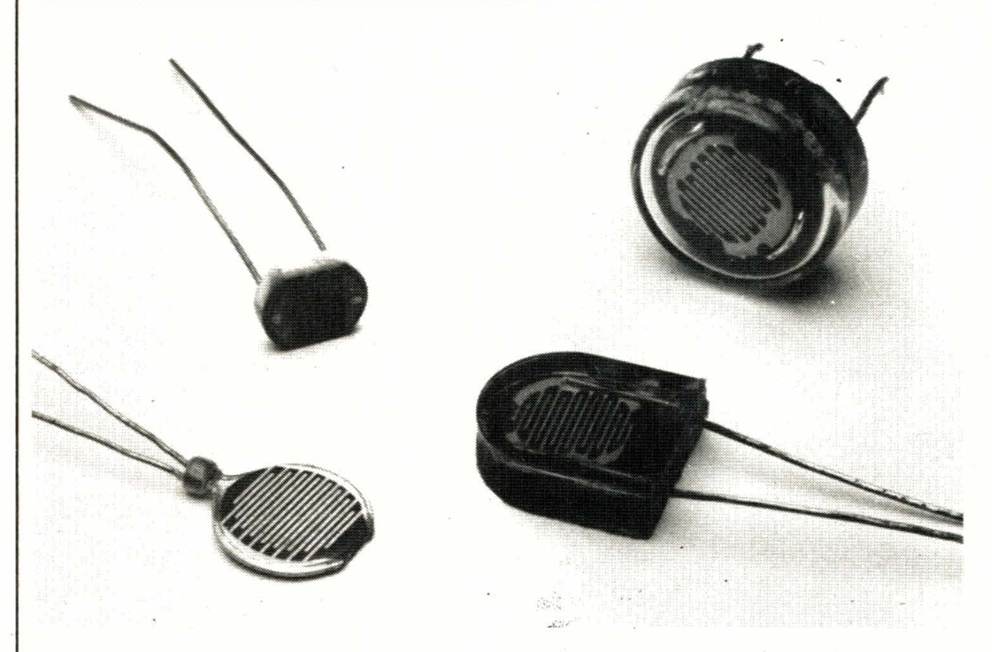


Figure 72



couramment utilisées et que l'on peut se procurer à moindre frais dans le commerce spécialisé. En **a** nous avons une cellule miniature dont les caractéristiques sont données au tableau 19.

réaliser un déclencheur photo-sensible de bonne caractéristique. A partir du moment ou la cellule photo-résistante est frappée par un rayonnement lumineux, sa résistance dé-

TABLEAU 19

P 380 - 5 R	U = 100 V max.	R = 2 kΩ à 100 kΩ
P 380 - 7 R	U = 200 V max.	R = 800 Ω à 30 kΩ

EN **b** une cellule extra plate LDR 07 et en **c** le même modèle LDR 05 enrobée de plastique et à sensibilité axiale. Enfin, en **d** nous trouvons le modèle passe partout type LDR 03 que la majorité de nos lecteurs connaît et qui a sans doute déjà fait l'objet d'une réalisation de leur part. Les caractéristiques importantes de ces trois dernières cellules sont indiquées dans le tableau 20.

Une première réalisation ultra simple et de fonctionnement garanti est donné à la **figure 73.** Un seul circuit intégré de type 761 A permet de

croît aux alentours de quelques centaines d'ohm. Le circuit intégré étant monté en détecteur de seuil, il est clair que lorsque la tension d'entrée sur la borne non inverseuse devient inférieure à celle de référence U / 2 sur la borne inverseuse, le basculement va avoir lieu en sortie et le relais va commuter. Un potentiomètre de 4,7 kΩ connecté en série avec la LDR 03 permet de régler le seuil de déclenchement selon l'utilisation souhaitée.

Un tel appareil pourra par exemple servir à allumer automatiquement une vitrine ou un aquarium dès le lever du jour. L'extinction se faisant bien entendu dès la nuit tombée. Un léger hystérésis de commutation est obtenu grâce à la résistance de 1 MΩ et une petite temporisation du relais à l'aide du condensateur de 10 µF branché aux bornes de la bobine. Le but de cet ensemble est d'éviter des commutations intempestives lors d'un ciel sombre, passages de nuages par exemple.

Un autre montage, beaucoup plus sophistiqué est donné à la **figure 74.** Il fait appel à un capteur de type LDR 05. Lorsque la cellule est éclairée, le potentiel de base du premier transistor BC 107 est pratiquement voisin de celui de l'émetteur et le transistor est bloqué. Nous remarquons aisément que ce premier BC 107, associé au second, forme un trigger de schmitt, la liaison collecteur-base étant directe avec résistance d'émetteur unique. Dans ces conditions, en sortie du trigger, le signal sur le collecteur du 2e BC 107 est pratiquement la masse et le transistor PNP type 2907 est saturé. Le triac conduit et l'ampoule est allumée. A l'inverse, lorsque la cellule va se trouver dans l'obscurité, le premier BC 107 se sature et le 2e se bloque. Le transistor de commande 2907 ayant un 1 sur la base est bloqué, le triac ne peut pas conduire, la lampe est éteinte. Le potentiomètre de 470 kΩ placé en série avec le capteur donne la possibilité de régler le seuil de déclenchement du dispositif. L'alimentation du montage est réalisée économiquement en utilisant la réactance d'un condensateur à la fréquence secteur. Celui-ci, modèle de 2,2 µF/ 400 V, permet d'obtenir un courant de 30 mA à 40 mA largement suffisant pour l'alimentation de notre montage. Un ensemble de diodes 1 N 4007 assure le redressement, un condensateur chimique le filtrage en sortie, enfin, deux diodes zener montées en série pour une dissipation moindre limitent la tension de sortie à 24 V. On prendra naturellement toutes les précautions qui s'imposent pour un tel montage relié directement au réseau.

Enfin, nous donnons à la **figure 75** le schéma d'une commande lumineuse à verrouillage. Contrairement aux deux montages précédents, ou la sortie ne pouvait rester initialisée que pendant toute la durée d'éclairage (ou d'obscurité) de la cellule photo-résistante, il suffit dans cette réalisation d'une simple impulsion optique pour faire coller le relais de

TABLEAU 20

Cellules photo-résistantes RTC			
	LDR 03-05 S	LDR 05	LDR 07
Réponse spectrale	visible	visible	visible
Matière photo-sensible	CdS	Cds	CdS
Surface sensible projetée	0,5 cm²	0,5 cm²	0,5 cm²
Courant d'obscurité max.	10 µA à V = 100 V	10 µA à V = 100 V	10 µA à V = 100 V
Courant moyen à 53,8 Lux et 2 700 °k	13,5 mA à V = 30 V	10 mA à V = 30 V	10 mA à V = 30 V et k = 2 °C/W
Tension d'alimentation max.	150 V	150 V	150 V
Température ambiante max.	60 °C	60 °C	60 °C
Puissance dissipée max. 0,2 W à	40 °C	0,2 W à 40 °C	0,2 W à 40 °C

Figure 73

Figure 74

Figure 75

sortie. Le cours du montage est encore constitué de la cellule de mesure. Nous avons utilisé pour cet appareil un modèle miniature P 380-5 R, certe moins sensible que les précédents, mais de réponse beaucoup plus rapide. D'ailleurs, pour l'utilisation considérée, la sensibilité importe moins que dans les autres montages puisque la commande se fera principalement à l'aide d'une lampe portative, genre torche, le faisceau ainsi transmi étant concentré, directif et... puissant. Le montage détecteur de seuil est formé autour du très classique 741 lequel commutera en sortie dès lors que la tension sur la borne non inverseuse deviendra inférieure à celle de la borne inverseuse. La sortie du circuit intégré va passer à l'état logique bas et le transistor PNP 2907 va se saturer. A ce moment, l'impulsion positive recueillie sur le collecteur va commander un circuit logique TTL type 7473 qui n'est autre qu'une double bascule JK. En sortie d'une des bascules de ce circuit se trouve un relais commandé par un transistor de commutation NPN BFY 50. Le montage complet étant alimenté sous 9 V et la TTL ne requiérant qu'une alimentation 5 V, il a été placé une petite stabilisation de tension constituée de la résistance de 47 Ω, de la diode zener de 5,1 V et du condensateur de 47 μF. Comme dans les autres montages, le potentiomètre de 22 kΩ permetrra d'ajuster la sensibilité du système.

Nous en avons maintenant terminé avec les capteurs de lumière, nous espérons que les renseignements fournis pouront permettre au lecteur de parfaire des réalisations personnelles avec d'autres capteurs lumineux, la liste ayant été volontairement réduite aux modèles les plus connus.

Le capteur d'humidité

Depuis peu sont apparus sur le marché, des capteurs d'humidité fiable et bon marché. Encore appelés « humidistances » ils ne présentent sous la forme d'une pastille plastique de moyennes dimensions, dont les caractéristiques mécaniques sont données à la **figure 76**.

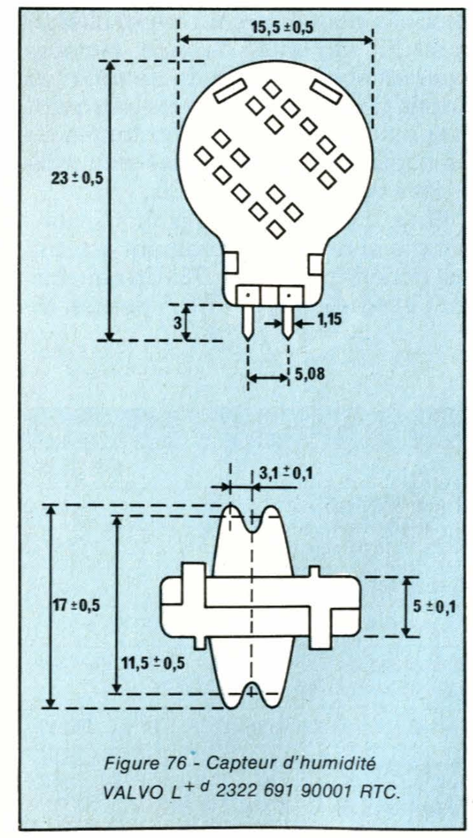


Figure 76 - Capteur d'humidité VALVO L+d 2322 691 90001 RTC.

Une marque propose un tel composant. Il s'agit de VALVO, filiale de RTC. A l'intérieur de ce boîtier se trouve une membrane non conductrice enduite d'or des deux côtés. Le tout forme un condensateur. Les minces couches d'or représentent, les armatures, et la membrane, le diélectrique de cette capacité. La variation de capacité du capteur d'humidité n'est pas linéaire, ce que nous voyons aisément sur le graphe donné à la **figure 77.** La courbe idéale étant donnée en pointillés. Le degré de précision de la détection entre 10 % et 90 % d'hygrométrie est excellent et, comme la courbe en trait plein nous le montre, la variation de capacité du capteur varie dans la même sens que celle du degré hygrométrique.

De tout cela il ressort qu'une électronique simple, associée à ce petit capteur, va nous permettre de mesurer dans les meilleures conditions possibles le taux d'humidité relative d'un endroit quelconque. Encore faut-il savoir approximativement ce que représente l'humidité elle-même. Sans reprendre les théories de REGNAULT et DUPERRAY, précisons que l'humidité absolue est le poids de vapeur d'eau que peut contenir un mètre cube d'air à une température donnée. L'humidité relative, encore appelée degré hygrométrique est le pourcentage correspondant au rapport de la tension de vapeur d'eau dans l'air et de la tension maxima de vapeur saturante à une température identique. Lorsque l'atmosphère est saturée d'humidité, il y a dépassement de l'humidité absolue ou encore de l'humidité relavive maximale. Le détecteur dont nous allons maintenant étudier

Figure 77

Figure 78

Technique

le schéma signale le changement de l'humidité relative ambiante.

Le principe régissant le montage de la **figure 78** est le suivant. Un premier circuit multivibrateur, génère une fréquence fixe. Il est élaboré autour des portes NOR N_1 et N_2, l'ajustage fin de la fréquence des créneaux de sortie pouvant être réalisé par un petit condensateur ajustable de quelques picofarads à quelques dizaine de picofarads. Un deuxième multivibrateur formé autour des portes N_3, N_4 et du capteur d'humidité est couplé au premier et en synchronisation avec celui-ci. Nous obtenons donc en sortie des créneaux dont les périodes élémentaires varient en fonction de la capacité de l'humidistance. Après traitement logique de l'information, grâce aux portes N_5 et N_6, on dispose en sortie d'impulsions positives de fréquence fixe. Cette fréquence est identique à celle du générateur étalon, mais dont la longueur relative des impulsions est fonction de la capacité du capteur, donc de l'humidité elle-même.

Il ne suffit plus qu'à appliquer ces impulsions sur le cadre mobile d'un petit galvanomètre correctement gradué pour pouvoir afficher en % le degré d'humidité relative de 0 à 100 %. La tension d'alimentation peut être une petite batterie d'accumulateurs, la consommation est très faible, et la mesure, encore une fois, ne s'effectue qu'en appuyant sur le bouton fugitif « mesure ». On prendra quand même le soin de stabiliser cette tension afin d'obtenir la meilleure fiabilité possible.

Conclusion

Nous terminerons notre tour d'horizon des capteurs et de leurs applications dans notre prochain numéro avec notamment les capteurs de niveau qui rendent un grand nombre de services pour les applications domestiques.

(à suivre)
C. de MAURY

Infos



Après la présentation il y a quelques mois de l'ordinateur familial EXL 100, Exelvision a dévoilé au cours du SICOB son interface MODEM (réversible), appelée l'EXELMODEM.

Pour une valeur de 1090 frs TTC environ, l'Exelmodem rappelons le, permet de transformer le micro-ordinateur en minitel intelligent couleur.

Il permet aussi pour la première fois, de TELECHARGER tous types de logiciels à partir de tous types de banques de données.

Cette télématique appliquée aux usages « familiaux » sera l'un des axes principaux de développement de la société en 1985.

Au cours du VIDCOM, EXELVISION dévoile encore une autre première : une interface musicale (STEREO), appelée l'EXELRYTHME.

Pour une valeur de 1090 frs TTC environ, l'EXELRYTHME transforme l'EXL 100 en un véritable instrument de composition musicale et rythmique. (Disponible en février 1985). Cette interface restitue tous les rythmes, en stéréo, équipant les orgues électroniques haut de gamme, avec de surcroît, la visualisation sur l'écran de la composition musicale.

Enfin, l'EXELCLUB est né

L'Exelclub se propose dans un premier temps d'être un réel « service consommateur », ouvert tous les après-midi jusqu'à 20 heures, Samedi et Dimanche inclus. Chaque acheteur d'EXL 100 devient pour un an, membre du Club, gratuitement.

Le numéro de téléphone du Club est le suivant : (1) 549.05.63.

Pour des raisons évidentes, l'Exelclub possède uniquement une boite postale. Néanmoins, 3 personnes sont présentes pour répondre à toutes les demandes émanant du consommateur, membre du Club.

Le label EXELSOFT : ce label de qualité est attribué à tous les logiciels remplissant des conditions sévères de qualité graphique, sonore et d'intérêt pour le consommateur, le label est donné par l'EXELCLUB, 15 jours après la remise du logiciel.

EXELVISION, c'est déjà un réseau d'un milier de points de vente, dont plus de 200 spécialisés dans la vente de l'EXL 100 (réseau EXL) et soigneusement sélectionnés pour leur compétence et leur dynamisme.

Entre Septembre et Décembre, c'est plus de 3 millions de pages de publicité dans la presse et plus de 50 spots à la télévision (nationale et régionale).

EXELVISION participe en Septembre et Octobre au SICOB, au MIJID de Cannes, ainsi qu'aux foires de Lille, Douai, Marseille, Pau et Toulouse.

Enfin, l'EXL 100 est disponible partout depuis fin septembre.

Ça y est : L'interface Péritel-UHF pour Canal Plus est disponible

CGV, Compagnie Générale de Vidéotechnique nous annonce la disponibilité de la fameuse interface Péritel-UHF qui doit permettre aux possesseurs de téléviseurs couleurs non dotés de péritel (antérieurs à décembre 1980) de recevoir clairement CANAL PLUS.

Cet adaptateur dont le prix restera inférieur à 1 000 F est disponible depuis fin novembre. Les quantités produites seront échelonnées de 1 500 en décembre à 3 500 fin mars 1985.

Nous venons d'en recevoir un exemplaire que nous allons essayer. Nous aurons donc l'occasion de parler plus complètement de ce produit dans notre prochain numéro.



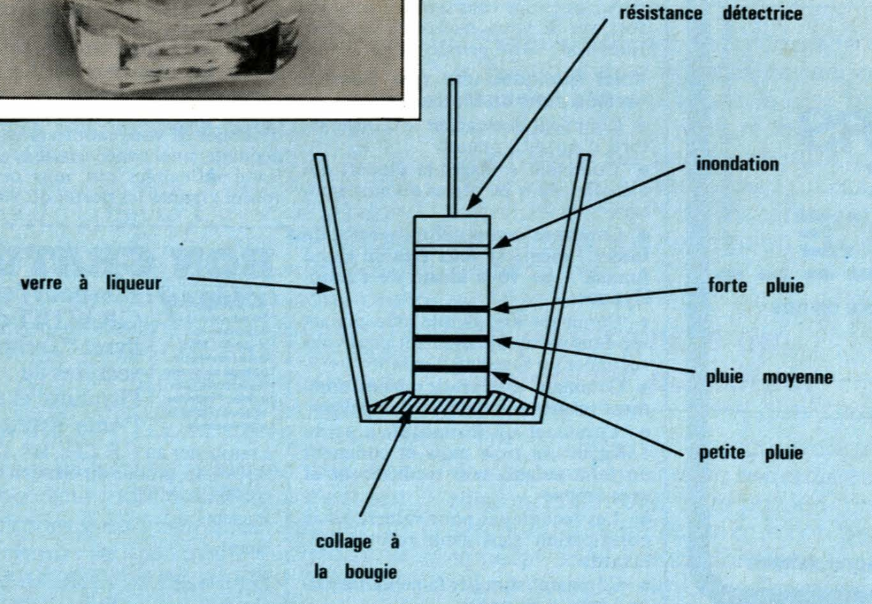
Pluviomètre à résistance

L'auteur travaille actuellement à la mise au point d'une station météorologique assez élaborée qui ne créera pas de préjudice commercial à la météo nationale. Utilisant des capteurs spécifiques, elle comportera, notamment : un thermomètre double (températures intérieure et extérieure), un baromètre et un hygromètre.

En attendant la description future de cet ensemble, il nous a semblé qu'un petit montage très simple pourrait rendre de réels services, pendant la mauvaise saison. Il s'agit d'un pluviomètre à résistance. La réalisation ne demande que quelques minutes, et le prix en reste dérisoire.

Principe de fonctionnement

Les plus chevronnés de nos lecteurs connaissent la méthode de masquage des résistances par code de couleurs. Les nouveaux venus trouveront, à ce sujet, toutes les indications utiles dans certaines revues sœurs de Radio-Plans.



Les trois premiers anneaux de couleur (ceux du bas dans la figure), équidistants, indiquent la valeur ohmique. Le quatrième, plus éloigné, donne la tolérance.

Le principe de fonctionnement du pluviomètre repose sur la lecture du niveau de l'eau de pluie tombée dans un réceptacle approprié, à l'aide de ces différents anneaux. La figure montre qu'on dispose de trois repères pour les situations courantes. Le quatrième repère, constitué par l'anneau de tolérance, ne trouvera son emploi que dans les cas les plus graves.

Réalisation pratique du pluviomètre

On choisira, pour la commodité de la lecture, une résistance de forte taille : le prototype exhibe un modèle de 3 watts. Après section de l'une des queues au ras du corps, la résistance sera fixée verticalement au fond d'un verre à digestif de type ordinaire. Un collage à la bougie résiste bien à l'humidité, et se révèle plus pratique qu'une fixation à l'Araldite, pour une éventuelle récupération des composants.

Remise à zéro

Après chaque pluie, il convient de procéder à la remise à zéro de l'appareil, en vue des mesures suivantes. Cette opération s'effectue par retournement du verre.

ENER VATEAR

Nomenclature

Résistance 3 watts : valeur quelconque
Coffret : verre à digestif, évasé
Bougie : environ 0,5 cm³

JOKIT électronique

LA TECHNIQUE DE L'ORDINATEUR AU SERVICE DU SON

DIGECHO 64 K

Chambre d'écho entièrement digitale de très haute qualité une exclusivité JOKIT électronique qui ne décevra pas les amateurs d'effets spéciaux.

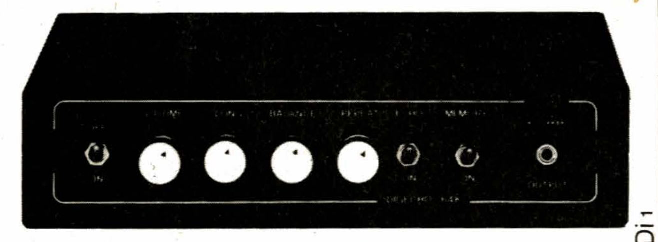
Livrée complète avec coffret sérigraphié, boutons, fiches, potentiomètres etc...

Equipement : 19 circuits intégrés (avec supports).

Ce kit ne nécessite **aucun réglage,** donc réalisable par tout électronicien amateur soigneux.

Capacité mémoire : 64 Kb (4116)

Dimensions : 210 x 160 x 50 mm



Un grand domaine d'applications : orgues, guitares électriques, micro-chants, émeteurs-récepteurs, CB, etc... **768.- TTC**

Di 1

Prix maximum autorisés jusqu'au 31 janvier 1985

Haubtmann & associés

JOKIT électronique

200 REVENDEURS SPECIALISES A VOTRE SERVICE

Demandez notre catalogue gratuit ainsi que la liste de nos revendeurs JOKIT :

Nom ____________ Prénom ____________

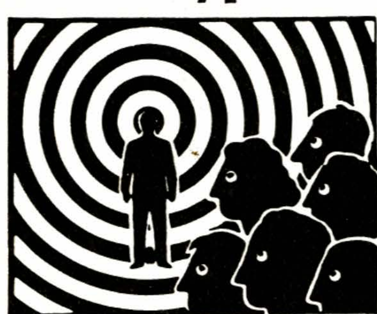
Adresse ____________

____

A retourner à : HOHL + DANNER

Z.I. Strasbourg-Mundolsheim - BP 11 - 67450 Mundolsheim

Qui d'autre veut recevoir gratuitement notre petit livre sur l'Auto-Hypnose ?



En un an, 106.357 personnes l'ont déja reçu gratuitement. Il vous coûtera seulement le prix d'un timbre et vous montrera :

- **Comment vous sentir toujours fort et sûr de vous.**
- **Comment maîtriser vos émotions et vos pensées.**

Des milliers de personnes utilisent maintenant l'Auto-Hypnose... Alors qu'elles n'auraient jamais cru en être capables.

Maintenant pour la première fois, vous pouvez apprendre chez vous, en 20 minutes par jour, les Techniques Secrètes de l'Hypnose et de l'Auto-Hypnose. Après avoir enseigné l'hypnose aux médecins, le Pr Tepperwein, Maître-expert de renommée mondiale, vous révèle aujourd'hui tous ses secrets.

Pas besoin de don particuliers, en termes simples, en mots de tous les jours, il vous apprend comment vous hypnotiser vous-même et maîtriser les forces puissantes de votre subconscient.

Tout repose sur la puissance extraordinaire que recèle votre Esprit subconscient.

Vous n'utilisez ordinairement que 10% de votre potentiel, ce qui veut dire que **90% de la puissance de votre Esprit restent inutilisés.** L'Auto-Hypnose vous donnera un pouvoir sans limite sur vous-même. Votre ascendant et votre magnétisme en seront décuplés : vous vous sentirez toujours fort, sûr de vous, maître de vos émotions et de votre pensée.

Voici quelques-uns des Secrets révélés dans sa Méthode :

- Comment déclencher le réflexe naturel d'Auto-Hypnose
- Comment soulager la plupart des maladies dûes au stress ou aux émotions
- **Comment cesser définitivement de fumer - même si vous êtes un grand fumeur - en vous aidant de l'Auto-Hypnose**
- Comment une simple idée implantée dans votre subconscient peut vous redonner un sommeil d'enfant
- **Comment vous sentir rajeuni, comment retrouver vitalité et dynamisme**
- **Comment un mannequin a perdu 15Kg500 en trois mois et comment en faire autant, sans médicament et sans drogue**
- Les techniques pour vaincre votre constipation sans avoir recours aux laxatifs
- Comment stimuler la mémoire grâce à l'Auto-Hypnose

C'est absolument GRATUIT.

Si ces résultats vous intéressent, si vous avez 18 ans ou plus, découpez le bon ci-dessous et adressez-le au Centre d'Etude des Techniques de l'Hypnose. Sans engagement de votre part, il vous adressera par retour de courrier le petit livre Gratuit : «Les Techniques Secrètes de l'Hypnose et de l'Auto-Hypnose et leurs Applications» Il ne vous en coûtera rien d'autre qu'un timbre.

Chaque minute passée à le lire vous remplira d'excitation et d'enthousiasme. Vous réaliserez les possibilités presques illimitées qui s'ouvrent maintenant à vous. Enfin un moyen pratique, un outil puissant pour réussir vos études, vos affaires, votre vie sentimentale et sexuelle . . .

Pourquoi le Centre d'Étude des Techniques de l'Hypnose vous fait-il cette offre ?

L'Hypnose et l'Auto-Hypnose ne doivent plus être des secrets jalousement gardés par des privilégiés. Tout le monde doit pouvoir en bénéficier. Le C.E.T.H. souhaite vous en apporter les preuves en vous offrant ce livret (Si vous êtes médecin, demandez sur votre papier en-tête le dossier spécial qui vous est réservé).

Demandez dès aujourd'hui ce petit livre GRATUIT. Sinon vous risquez d'oublier. Il vous montrera comment acquérir une concentration, une volonté inflexibles qui vous ouvriront toutes grandes les portes du Succès.

BON GRATUIT

CADEAU — En retournant ce bon avant le 31 janvier 1985, vous recevrez en cadeau un dessin hypnotique pour induire l'hypnose et vous mettre en auto-hypnose.

Bon pour l'envoi GRATUIT du livret **"Techniques secrètes de l'hypnose et de l'Auto-hypnose"**

à retourner au C.E.T.H., HR 41 B.P. 94, 45, avenue du Général Leclerc 60500 Chantilly.

Prénom ....

Nom ....

N° ...... rue ....

Code .... ville ....

Des listings Basicode pour votre ordinateur

Ceux de nos lecteurs qui ont suivi nos derniers articles sur la question savent que le BASICODE est un standard d'échange de programmes entre ordinateurs de marques différentes, par cassettes enregistrées ou radiodiffusion. Un programme BASICODE peut cependant aussi être listé sur papier ou saisi au clavier : moyennant quelques manipulations simples, un même listing sera ainsi compatible avec une bonne quinzaine de machines courantes, voire même davantage !

Parallèlement aux logiciels spécifiques que nous écrivons pour des ordinateurs bien précis tels que le SPECTRUM ou l'ORIC, nous nous proposons donc de publier ici des programmes écrits en BASICODE, que nos lecteurs pourront donc faire « tourner » sur leur machine habituelle.

Principes fondamentaux

Sans revenir sur des notions déjà expliquées par le menu, rappelons qu'écrire un programme BASICODE revient à accepter de n'utiliser qu'un jeu limitatif d'instructions BASIC que tout ordinateur « comprendra » sans problème, à se plier à un ensemble de règles régissant les noms des variables, la longueur des lignes de programme et des chaînes, etc. et à remplacer les instructions interdites mais nécessaires par des appels à des sous-programmes standardisés capables de les remplacer.

Ces sous-programmes, au nombre de douze, ont fait l'objet d'une description exhaustive dans notre précédent article, permettant à tout programmeur d'en écrire un jeu pour sa machine personnelle.

Nous avons publié dans le même article les versions SPECTRUM et DRAGON 32 de ces routines, et complétons cette collection (provisoire !) à la **figure 1**, avec celles destinées au ZX 81. La cassette éditée par la radiodiffusion néerlandaise N.O.S. contient les jeux de sous-programmes destinés aux ordinateurs les plus répandus, et les logiciels leur permettant l'écriture et la lecture de cassettes aux normes BASICODE 1200 bauds.

Nous ne profiterons toutefois guère ici de cette facilité, puisque c'est par le clavier que vous allez charger en machine le premier programme BASICODE publié par RADIO-PLANS.

```
 10 RUN 1000
 20 GOTO 1010
100 CLS
105 RETURN
110 IF HO>31 THEN RETURN
112 IF VE>21 THEN RETURN
114 PRINT AT VE,HO;
116 RETURN
120 LET HO=33-PEEK 16441
124 LET VE=24-PEEK 16442
126 RETURN
200  LET IN$=INKEY$
205 RETURN
210 IF INKEY$<>"" THEN GOTO 210
212 IF INKEY$="" THEN GOTO 212
215 GOTO 200
250 REM SOUND
259 RETURN
260 LET RV=RND
265 RETURN
270 LET FR=(PEEK 16388+256*PEEK
 16389)-(PEEK 16404+256*PEEK 164
05)
275 RETURN
300  LET SR$=STR$ SR
305 RETURN
310  DIM SR$(CT)
311 IF SR=INT SR AND CN>0 THEN
GOTO 316
312 LET SR$=STR$ (INT (SR*10**C
N+.5)/10**CN)
313 RETURN
316 LET SR$(1 TO )="********"
320 RETURN
350 LPRINT STR$ SR;
355 RETURN
360 LPRINT
365 RETURN
```

Figure 1

Si vous disposez de la cassette de la N.O.S., vous pourrez cependant effectuer une sauvegarde aux normes BASICODE, puis recharger le programme sur une toute autre machine, par exemple celle d'un amateur informaticien de vos amis, à qui vous souhaiteriez épargner une saisie manuelle.

Un programme de calendrier perpétuel

Un tel programme, capable de déterminer le jour de la semaine correspondant à une date passée, présente, ou à venir est ce que l'on peut appeler un « grand classique ».

Les formules de Gauss se prêtent en effet fort bien à une programmation sur ordinateur, et on ne compte plus les livres, manuels ou revues contenant un logiciel de calendirer écrit pour telle ou telle machine.

Nous allons ici mettre tout le monde d'accord, puisque le programme de la **figure 2** est une version BASICODE qui conviendra à pratiquement n'importe quel ordinateur équipé du BASIC.

Comme tout programme BASICODE, notre petit logiciel débute à la ligne 1000, dont le contenu est imposé par la norme.

Insistons bien sur le fait que, tel qu'il est publié ici, CE PROGRAMME EST INUTILISABLE : il faut lui ajouter, avant la ligne 1000, les sous-programmes standards BASICODE destinés à l'ordinateur que l'on possède.

Si ces routines sont disponibles sur cassette, on les chargera avant de frapper notre listing au clavier.

En fait, notre locigiel n'utilise que la routine GOSUB 100, c'est-à-dire l'effacement de l'écran. Sur le SPECTRUM (machine qui nous a servi à écrire ce programme), les trois lignes de la **figure 3** pourront donc suffire.

Ces mêmes lignes conviendront aussi à toute machine effaçant l'écran sur exécution d'une instruction CLS (ORIC 1 et ATMOS notamment).

Il faudra par contre les adapter si l'instruction d'effacement d'écran possède un libellé différent.

Le programme muni de ce complément « personnalisé » se lance par un simple RUN, et entame un

```
1000 LET A=40:GO TO 20:REM ******* CALENDRIER ****
1010 PRINT "JOUR        ";
1020 INPUT J: PRINT J
1030 PRINT "MOIS        ";
1040 INPUT MP: PRINT MP
1050 LET M=MP-2
1060 PRINT "ANNEE       ";
1070 INPUT A: PRINT A: LET AN=A
1080 IF MP<=2 THEN LET M=MP+10
1090 LET C=INT (A/100)
1100 LET A=A-(100*C)
1110 IF MP<=2 THEN  LET A=A-1
1120 LET X=INT (2.6*M-0.199)+J+A+INT (A/4)+INT (C/4)-2*C
1130 LET Z=INT (X)-7*INT (X/7)
1140 GO SUB 100: PRINT : PRINT
1150 IF Z=0 THEN  PRINT "Dimanche ";
1160 IF Z=1 THEN  PRINT "Lundi ";
1170 IF Z=2 THEN  PRINT "Mardi ";
1180 IF Z=3 THEN  PRINT "Mercredi ";
1190 IF Z=4 THEN  PRINT "Jeudi ";
1200 IF Z=5 THEN  PRINT "Vendredi ";
1210 IF Z=6 THEN  PRINT "Samedi ";
1220 PRINT J;"/";MP;"/";AN
1230 PRINT : PRINT : PRINT "AUTRE DATE: RETOUR CHARIOT"
1240 INPUT Z$: RUN
1250 REM COPYRIGHT 1984
```

Figure 2

```
 10 RUN 1000
 20 GO TO 1010
100 CLS : RETURN
```

Figure 3

dialogue simple : il faut répondre en frappant le quantième du jour, le numéro du mois, et le millésime **entier** de l'année (1984 et non 84 !).

La date « développée » apparaît à l'écran juste après la dernière de ces réponses.

Le processus pourra être réitéré en pressant la touche « retour chariot » qui, selon les machines, peut s'appeler ENTER, RETURN, NEWLINE, etc.

Cas particulier du ZX 81

Le ZX 81 constitue un peu une exception aux règles du BASICODE, car il n'accepte qu'une seule instruction par ligne. On ne pourra donc pas frapper directement notre logiciel au clavier : il faudra créer des « lignes intercalaires » pour décomposer les instructions multiples (la place est prévue pour cela).

L'opération peut cependant se faire automatiquement, si le logiciel est d'abord saisi sur une machine acceptant plusieurs instructions par ligne (par exemple un SPECTRUM).

Au moyen de la cassette de la N.O.S., on transcodera le programme en « FORMAT » BASICODE 1200 bauds, que l'on rechargera sur le ZX 81 préalablement muni du logiciel adaptateur prévu pour lui sur la cassette N.O.S.

On obtiendra de la sorte le listing de la **figure 4**, dont l'examen montre bien l'ampleur du traitement subi.

Le fonctionnement de ce logiciel « transporté » sur le ZX 81 sera cependant strictement identique à ce qu'il était sur la machine d'origine.

Examinons un peu les étapes intermédiaires, dans le cas d'un transfert d'un SPECTRUM vers un ZX 81 :

```
 999 REM COPY COPY
 999
1000  LET A=40
1001   GOTO 20
1002  REM ******* CALENDRIER ***
*
1010  PRINT "JOUR        ";
1020  INPUT J
1021  PRINT J
1030  PRINT "MOIS        ";
1040  INPUT MP
1041  PRINT MP
1050  LET M=MP-2
1060  PRINT "ANNEE       ";
1070  INPUT A
1071  PRINT A
1080 IF NOT (MP<=2 ) THEN GOTO 1
090
1081  LET M=MP+10
1090  LET C=INT (A/100)
1100  LET A=A-(100*C)
1110 IF NOT (MP<=2 ) THEN GOTO 1
120
1111  LET A=A-1
1120 LET X=INT (2.6*M-0.199)+J+A
+INT (A/4)+INT (C/4)-2*C
1130  LET Z=INT (X)-7*INT (X/7)
1140  GOSUB 100
1141  PRINT
1142  PRINT
1150 IF NOT (Z=0 ) THEN GOTO 116
0
1151  PRINT "DIMANCHE ";
1160 IF NOT (Z=1 ) THEN GOTO 117
0
1161  PRINT "LUNDI ";
1170 IF NOT (Z=2 ) THEN GOTO 118
0
1171  PRINT "MARDI ";
1180 IF NOT (Z=3 ) THEN GOTO 119
0
1181  PRINT "MERCREDI ";
1190 IF NOT (Z=4 ) THEN GOTO 120
0
1191  PRINT "JEUDI ";
1200 IF NOT (Z=5 ) THEN GOTO 121
0
1201  PRINT "VENDREDI ";
1210 IF NOT (Z=6 ) THEN GOTO 122
0
1211  PRINT "SAMEEDI ";
1220  PRINT J;"/";MP;"/";A
1230  PRINT
1231  PRINT
1232  PRINT "AUTRE DATE: RETOUR
CHARIOT"
1240  INPUT Z$
1241  RUN
1250  REM COPYRIGHT 1984
9990
```

Figure 4

Le SPECTRUM doit contenir à la fois le logiciel de la **figure 2** et le programme ADAPTATEUR BASICODE de la cassette N.O.S. Un RANDOMIZE USR 60677 élabore le « texte BASICODE », c'est-à-dire une lon-

```
     1 REM Program converted to P$
***********  PRINT P$ ***********
1000 LETA=40: GOTO20:REM******* CALENDRIER ****
1010 PRINT"JOUR        ";
1020 INPUTJ:PRINTJ
1030 PRINT"MOIS        ";
1040 INPUTMP:PRINTMP
1050 LETM=MP-2
1060 PRINT"ANNEE       ";
1070 INPUTA:PRINTA:LETAN=A
1080 IFMP<=2 THENLETM=MP+10
1090 LETC=INT(A/100)
1100 LETA=A-(100*C)
1110 IFMP<=2 THENLETA=A-1
1120 LETX=INT(2.6*M-0.199)+J+A+INT(A/4)+INT(C/4)-2*C
1130 LETZ=INT(X)-7*INT(X/7)
1140  GOSUB100:PRINT:PRINT
1150 IFZ=0 THENPRINT"Dimanche ";
1160 IFZ=1 THENPRINT"Lundi ";
1170 IFZ=2 THENPRINT"Mardi ";
1180 IFZ=3 THENPRINT"Mercredi ";
1190 IFZ=4 THENPRINT"Jeudi ";
1200 IFZ=5 THENPRINT"Vendredi ";
1210 IFZ=6 THENPRINT"Samedi ";
1220 PRINTJ;"/";MP;"/";AN
1230 PRINT:PRINT:PRINT"AUTRE DATE: RETOUR CHARIOT"
1240 INPUTZ$:RUN
1250 REMCOPYRIGHT 1984
```

Figure 5

```
1000>REM LETA=40: GOTO20:REM******* CALENDRIER ****
1010 REM PRINT"JOUR         ";
1020 REM INPUTJ:PRINTJ
1030 REM PRINT"MOIS          ";
1040 REM INPUTMP:PRINTMP
1050 REM LETM=MP-2
1060 REM PRINT"ANNEE       ";
1070 REM INPUTA:PRINTA:LETAN=A
1080 REM IFMP<=2 THENLETM=MP+10
1090 REM LETC=INT(A/100)
1100 REM LETA=A-(100*C)
1110 REM IFMP<=2 THENLETA=A-1
1120 REM LETX=INT(2.6*M-0.199)+J+A+INT(A/4)+INT(C/4)-2*C
1130 REM LETZ=INT(X)-7*INT(X/7)
1140 REM GOSUB100:PRINT:PRINT
1150 REM IFZ=0 THENPRINT"Dimanche ";
1160 REM IFZ=1 THENPRINT"Lundi ";
1170 REM IFZ=2 THENPRINT"Mardi ";
1180 REM IFZ=3 THENPRINT"Mercredi ";
1190 REM IFZ=4 THENPRINT"Jeudi ";
1200 REM IFZ=5 THENPRINT"Vendredi ";
1210 REM IFZ=6 THENPRINT"Samedi ";
1220 REM PRINTJ;"/";MP;"/";AN
1230 REM PRINT:PRINT:PRINT"AUTRE DATE: RETOUR CHARIOT"
1240 REM INPUTZ$:RUN
1250 REM REMCOPYRIGHT 1984
9990 CLOSE #
```

Figure 6

```
1000> LET A=40:  GO TO 20: REM ******* CALENDRIER ****
1010  PRINT "JOUR        ";
1020  INPUT J:  PRINT J
1030  PRINT "MOIS         ";
1040  INPUT MP:  PRINT MP
1050  LET M=MP-2
1060  PRINT "ANNEE       ";
1070  INPUT A:  PRINT A:  LET AN=A
1080  IF MP<=2  THEN   LET M=MP+10
1090  LET C=INT (A/100)
1100  LET A=A-(100*C)
1110  IF MP<=2  THEN   LET A=A-1
1120  LET X=INT (2.6*M-0.199)+J+A+INT (A/4)+INT (C/4)-2*C
1130  LET Z=INT (X)-7*INT (X/7)
1140  GO SUB 100:  PRINT :  PRINT
1150  IF Z=0  THEN   PRINT "Dimanche ";
1160  IF Z=1  THEN   PRINT "Lundi ";
1170  IF Z=2  THEN   PRINT "Mardi ";
1180  IF Z=3  THEN   PRINT "Mercredi ";
1190  IF Z=4  THEN   PRINT "Jeudi ";
1200  IF Z=5  THEN   PRINT "Vendredi ";
1210  IF Z=6  THEN   PRINT "Samedi ";
1220  PRINT J;"/";MP;"/";AN
1230  PRINT :  PRINT :  PRINT "AUTRE DATE: RETOUR CHARIOT
1240  INPUT Z$:  RUN
1250  REM COPYRIGHT 1984
9990 CLOSE #
```

Figure 7

gue chaîne **P$** remplie de codes ASCII « comprimés » par tassement des espaces inutiles (**figure 5**). Le programme « original » disparaît dans l'opération, et il n'en reste que la ligne 1, une REM qui apparaîtra seule lors d'un LIST.

Pour examiner le « texte », il faut faire PRINT **P$**.

Un RANDOMIZE USR 60500 sera alors nécessaire pour que ce « texte » soit sauvegardé sur cassette à 1200 bauds, selon la norme BASICODE (aucun rapport avec le signal que donnerait un SAVE ordinaire).

La cassette ainsi obtenue pourrait être rechargée dans le SPECTRUM par un RANDOMIZE USR 63233 (ne presser ENTER que lorsque le magnétophone commencera à lire l'amorce de 2 400 Hz) : à l'issue de ce chargement, un LIST fournira un « programme intermédiaire » conforme à la **figure 6** : le texte BASICODE accueilli ligne par ligne dans des instructions REM.

Un RANDOMIZE USR 63556 déclenchera alors la reconstitution du programme, directement exécutable, de la **figure 7** : les REM disparaissent et seuls quelques espaces diffèrent par rapport à la **figure 2**, notre point de départ.

Dans le cas du ZX 81, le chargement est démarré par un RAND USR 16618, et la traduction, beaucoup plus complexe (donc assez longue) se lance par un RAND USR 17165. La routine de traduction (en langage machine) doit créer les lignes intercalaires, et adapter quelques instructions pour produire le programme définitif de la **figure 4.**

Le transcodage des caractères ASCII en code « Sinclair » est pour sa part exécuté pendant la lecture de la cassette.

Conclusion

Les manipulations de « transcodage » que nous venons de décrire ne sont en fait indispensables que lorsque l'on souhaite « transporter » le programme d'une machine à une autre, ou, pourquoi pas, le radiodiffuser comme le font de plus en plus de stations, suivant en cela l'exemple de la N.O.S. de Hilversum. Il faut alors disposer de la cassette contenant les logiciels adaptateurs et qui, rappelons le, est disponible par correspondance auprès de :

N.O.S. HOBBISCOOP BASICODE
P.O. Box 1200
HILVERSUM
Pays-Bas

Lorsque le programme est publié sous la forme d'un listing, comme c'est le cas ici, on peut simplement le frapper au clavier de pratiquement n'importe quel ordinateur, à condition de lui adjoindre les routines BASICODE standard dont il a besoin pour fonctionner.

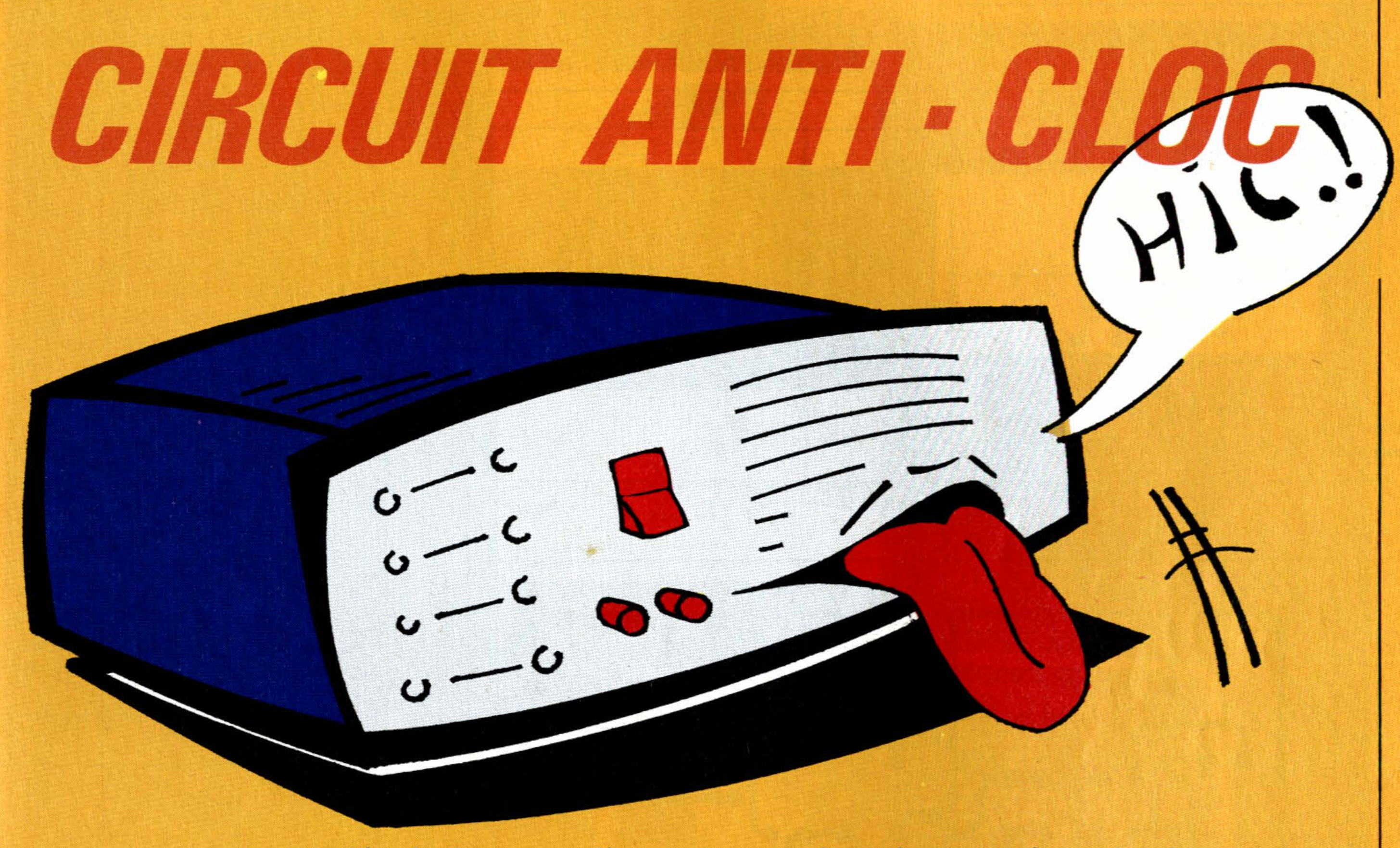
Ces routines peuvent provenir de la cassette précitée, mais sont faciles à écrire par soi-même grâce à nos indications du mois dernier.

Ces mêmes routines pourront être réemployées avec tout programme BASICODE publié par écrit, car elles sont absolument standardisées. On aura donc intérêt à les enregistrer séparément sur cassette, car elles risquent de vous servir de plus en plus souvent...

A bientôt avec d'autres programmes BASICODE !

Patrick GUEULLE

Supprimez les hoquets de votre ampli avec ce CIRCUIT ANTI-CLOC



Le petit montage décrit dans ces lignes a pour but de supprimer les impulsions, souvent de grande amplitude, qui apparaissent fréquemment à la mise en marche ou à l'arrêt d'un amplificateur.

Dans ces deux circonstances, en effet, les polarisations des différents étages ne sont pas stables ce qui entraîne souvent, de façon transitoire, la production d'un potentiel continu parfois suffisamment important pour détruire le bobinage du haut-parleur. Pour peu que l'alimentation soit symétrique et ne le soit plus à la mise sous, ou hors tension, on atteint alors des valeurs dangereuses.

Certains schémas sont équipés d'un circuit qui maintient la polarisation de l'étage d'entrée au delà de la chute de la tension d'alimentation, éliminant avec plus ou plus ou moins d'efficacité ces transitoires indésirables. Mais pour les modèles qui en sont dépourvus, la solution est simple : brancher une résistance en sortie de l'amplificateur pendant ces deux périodes critiques et n'alimenter les haut-parleurs qu'en dehors de celles-ci.

C'est la fonction de ce montage qui ne connecte les haut-parleurs que 3 secondes environ après la mise en route de l'amplificateur et les déconnecte immédiatement dès l'arrêt de celui-ci.

Schéma de principe

Donné à la **figure 1**, il n'appelle que peu de commentaires D_1 et C_1 redressent et filtrent la tension alternative sortant du transformateur d'alimentation de l'amplificateur. D_2 et C_3 remplissent la même fonction pour alimenter le montage.

A la mise en route, T_1 conduit, ce qui bloque T_2, permettant à C_2 de se charger lentement à travers R_4. Dès que la tension aux bornes de C_2 dépasse la tension de Zener de D_4 (augmentée de la tension de jonction base-émetteur de T_3), T_3 conduit et fait coller REL_1.

Dès l'extinction de l'amplificateur, T_1 cesse de conduire, autorisant la décharge rapide de C_2 par T_2 à travers R_3 (de faible valeur), avec pour

effet final, le décollage quasi-immédiat de REL_1.

Ce dernier envoie la sortie de l'amplificateur tantôt vers une résistance, tantôt vers le haut-parleur.

Réalisation pratique et mise en place

La réalisation pratique et le câblage du circuit imprimé ne posent aucun problème. On veillera simplement à éloigner un peu R_5, R_6 et R_7 pour faciliter leur éventuelle dissipation thermique.

Le montage étant conçu pour être universel, certaines adaptations seront à faire en fonction de la tension disponible au secondaire du transformateur d'alimentation. Celle-ci interviendra sur la valeur de D_4 (approximativement les trois quarts de cette tension), les tensions d'isolement de C_2 et C_3, et enfin sur REL_1.

REL_1 sera choisi pour une tension de fonctionnement aussi voisine que possible de la tension d'alimentation et un courant consommé ne dépassant pas 100 mA.

R_5 est destinée à absorber la différence entre la tension d'alimentation (U_{alim}) et la tension de fonctionnement du relais (U_{relais}). Après avoir mesuré le courant consommé normalement par le relais (I_{relais}), on calcule R :

$$R = \frac{U_{alim} - U_{relais}}{I_{relais}}$$

La carte étant de dimensions restreintes, il sera aisé de trouver la place nécessaire pour la loger dans le chassis de tout amplificateur.

Commencer par relier les deux fils d'alimentation au secondaire du transformateur et vérifier le bon fonctionnement du circuit : le relais doit coller quelques secondes après la mise sous tension et décoller immédiatement à l'extinction. Si tout est en règle, intercaler le module dans les sorties haut-parleurs et en vérifier l'efficacité.

En conclusion ? Si l'auteur de ces lignes avait réalisé ce circuit plus tôt, il aurait épargné la vie d'un boomer. Alors, soyez charitable avec vos enceintes.

Xavier MONTAGUTELLI

Figure 1

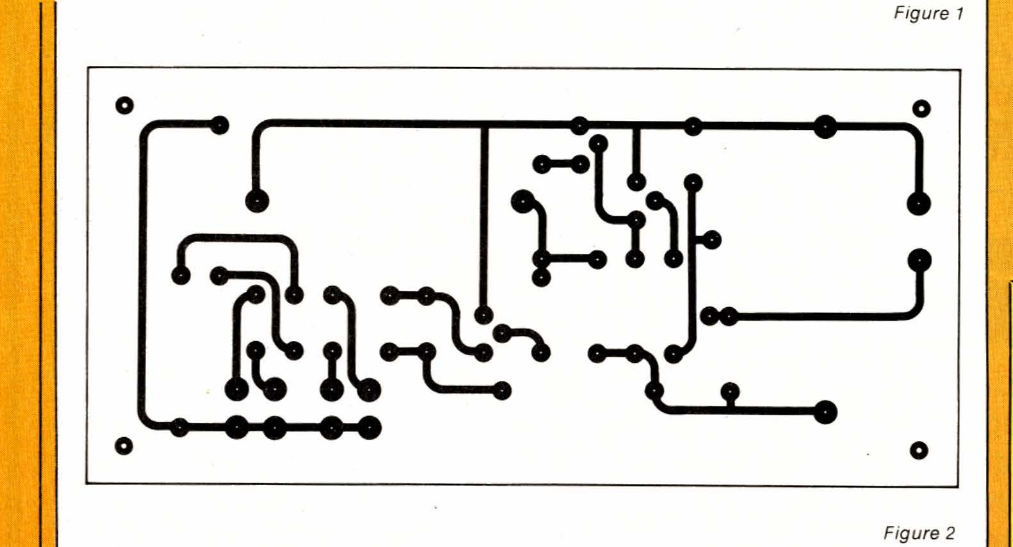


Figure 2

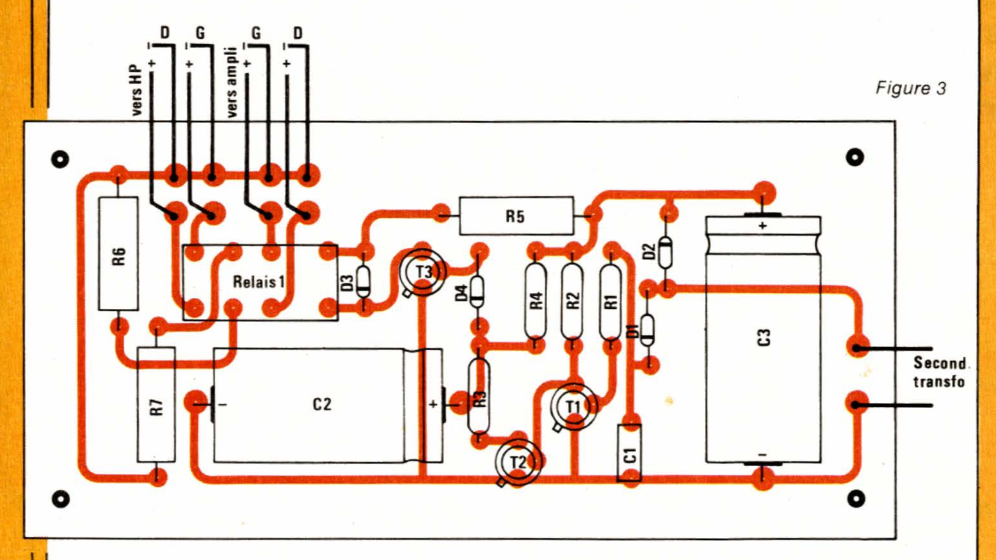


Figure 3

Nomenclature

Résistances

R_1 : 100 kΩ
R_2 : 47 kΩ
R_3 : 100 Ω
R_4 : 10 kΩ
R_5 : voir texte
R_6, R_7 : 8 à 15 Ω 2 W
REL_1 : Relais 2 RT pour circuit imprimé (voir texte)

Diodes

D_1 : 1N 4148
D_2 : 1N 4004
D_3 : 1N 4004
D_4 : Zener 400 mW (voir texte)

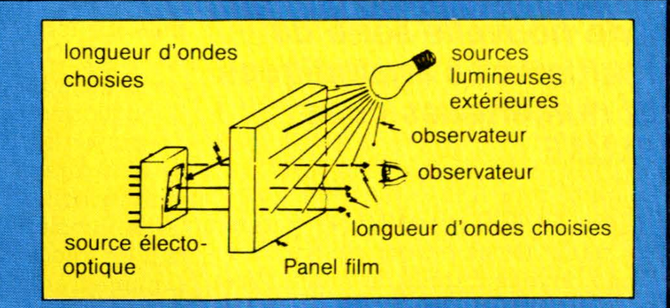
Transistors

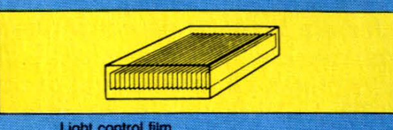
T_1 : BC 109
T_2 : 2N 2222
T_3 : 2N 2222

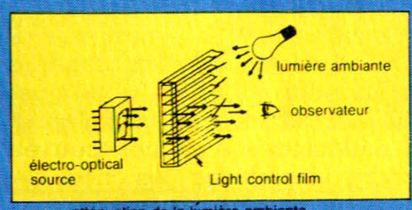
Condensateurs

C_1 : 0,1 µF 250 V
C_2 : 330 µF
C_3 : 220 µF

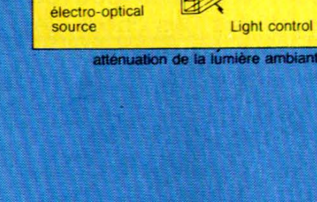
3M propose deux gammes de filtres optiques : — Les filtres optiques de couleur : Panel film, — Les filtres optiques antireflet : light control film

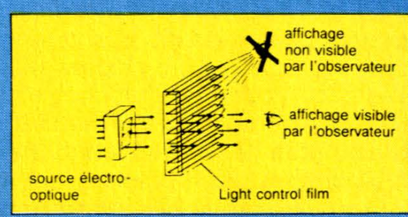



Light control film



atténuation de la lumière ambiante





affichage confidentiel

Pour pallier la fatigue visuelle des utilisateurs de terminaux d'ordinateurs ou autres appareils à affichage lumineux, 3M met à leur disposition deux gammes de filtres optiques qui permettent d'améliorer la lisibilité des afficheurs sur lesquels ils sont amenés à travailler.

La fonction de ces filtres est de renforcer le contraste d'un affichage lumineux en ne transmettant que les longueurs d'ondes émises et de réduire les effets de la lumière ambiante. En renforçant le contraste, la durée de vie de vos afficheurs est ainsi prolongée puisqu'il n'est pas nécessaire d'augmenter l'intensité.

Les filtres optiques 3M sont de deux sortes :

— Les filtres optiques de couleur : Panel Film.

— Les filtres optiques antireflet : Light Control Film.

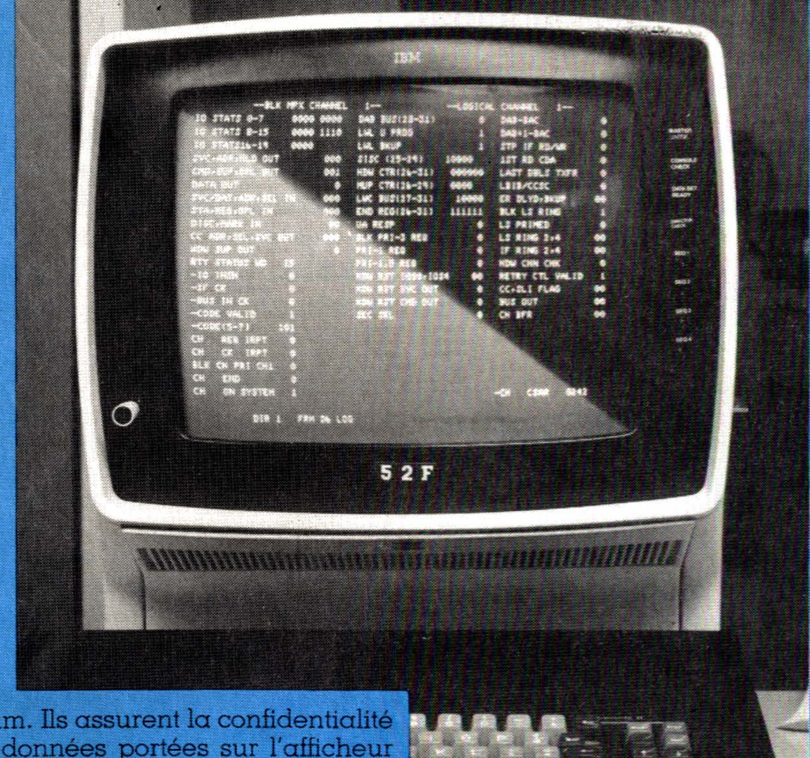
Ces deux types de filtre peuvent être combinés l'un avec l'autre.

Le matériau de base est de l'acétobutyrate de cellulose - cab - qui peut être facilement découpé aux formats désirés.

Le Panel Film renforce le contraste d'une manière classique, soit en faisant correspondre la longueur d'ondes du filtre à celle de l'afficheur, soit en utilisant un filtre d'une densité neutre pour absorber uniformément la lumière du spectre visible dans le cas d'affichages multicolores. L'émission de l'affichage est, dans une certaine mesure, atténuée en traversant le filtre, mais la lumière ambiante, qui, normalement, se réfléchit sur la surface de l'afficheur, est atténuée deux fois en traversant le filtre puis en ressortant de l'afficheur. Il en résulte la réduction du fond et le renforcement du contraste de l'afficheur.

Le Light Control Film comporte une multitude de microvolets, parallèles les uns aux autres, et inclinés ou non à des angles prédéterminés qui agissent suivant le principe d'un store vénitien. Ils permettent ainsi de sélectionner un angle de vision optimum. Ils assurent la confidentialité des données portées sur l'afficheur qui ne peuvent être lues que dans l'angle de vision choisi.

Le Light Control Film garantit une transmission maximum dans l'axe de vision et atténue considérablement les effets de la lumière incidente extérieure.



Une nouvelle série de multimètres analogiques et numériques chez FLUKE

John FLUKE complète sa gamme de multimètres en commercialisant une nouvelle famille de multimètres analogiques/numériques, pour environnements sévères, conçue spécifiquement pour une utilisation industrielle.

La nouvelle série 20 de FLUKE associe la précision d'un multimètre numérique avec la dynamique de mesure d'un multimètre analogique. Conçus pour subir des abus aussi bien électriques que climatiques, ces multimètres étanches peuvent supporter les chutes, les chocs, les vibrations, les contaminations, l'humidité et d'autres conditions très rudes. Un fusible 10 A et un compartiment séparé pour la pile et les fusibles rendent les multimètres sûrs et faciles à garder étanches. Deux modèles sont disponibles, le FLUKE 25 et 27 qui peuvent être commandés de couleur jaune ou anthracite.

Ils sont équipés d'un nouvel affichage à cristaux liquides pouvant travailler à des températures extrêmes. Le fonctionnement est garanti de – 15 °C à + 55 °C et à – 40 °C pendant 20 minutes. Typiquement, il fonctionne de – 20 °C à + 60 °C.

Pour en améliorer l'ergonomie un seul commutateur rotatif sur le dessus du boîtier sélectionne les fonctions (tension, courant, résistance, test de diode). Un changement de gamme très rapide choisit la gamme de mesure correcte. Un « beeper » basse fréquence permet d'effectuer facilement les tests de continuité et de diode. Des indications sur l'affichage, très contrasté, indiquent clairement la gamme, la polarité et n'importe quelle fonction spéciale utilisée.

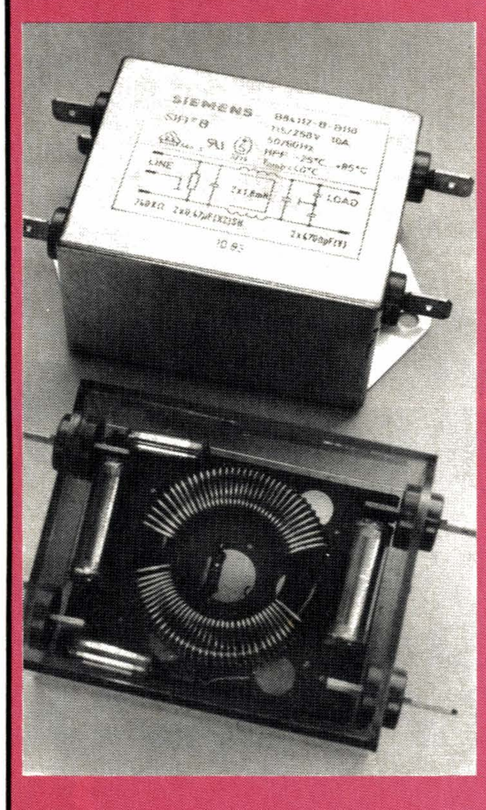
Les FLUKE série 20 utilisent un nouveau circuit intégré conçu pour fournir une plus grande précision (0,1 % en tension continue), une gamme de tension plus étendue de 100 µV à 100 Vcc ou ca et une bande passante plus large (30 kHz) que les autres multimètres à 3 chiffres 1/2.

Les 3200 points de l'affichage offrent une résolution 10 fois meilleure que les multimètres conventionnels à 3 1/2 chiffres, 2000 points.

Les modèles 25 et 27 sont garantis 2 ans.

Les FLUKE série 20 sont disponibles depuis le 1er novembre 1984.





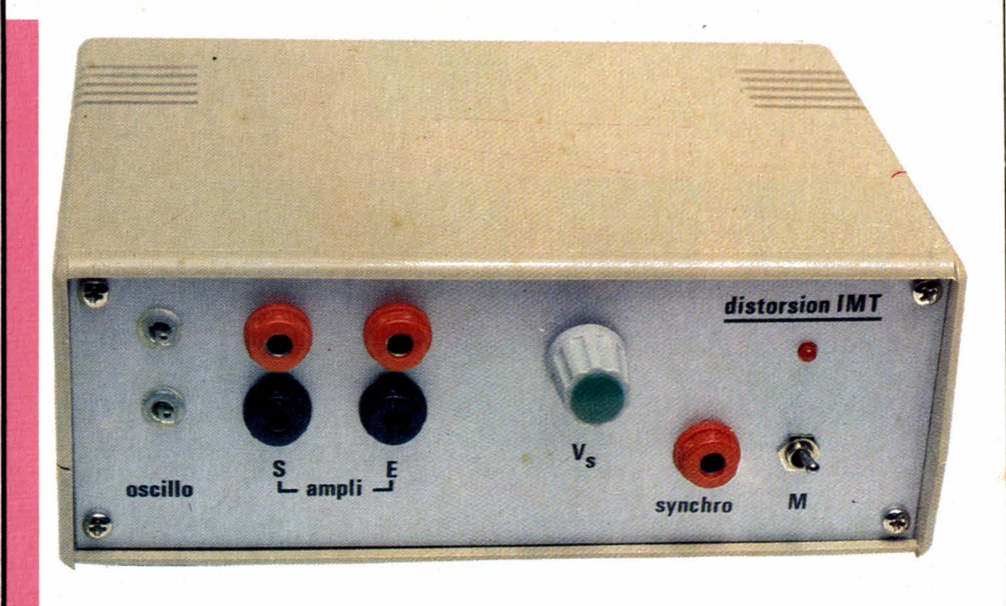
Des filtres secteur pour micro-ordinateurs chez Siemens

Siemens présente, cette année, à la foire de Hanovre une gamme quasi complète de filtres secteur comprenant près de 50 variantes dont les filtres à deux conducteurs. Sous la référence « Sifi » sont proposées quatre séries B 84 111/2/3/4 dont les niveaux d'atténuation sont échelonnés (normal /moyen/très fort/ élevé). L'atténuation symétrique d'entrée peut atteindre des valeurs de l'ordre de 80 dB. Les courants admissibles sont subdivisés en six intensités différentes allant de 1 à 20 A. A ces caractéristiques s'ajoutent encore divers modes de fixation et des prises secteur directement montées sur le boîtier pour faciliter dans une large mesure le montage dans la ligne réseau d'un ensemble informatique.

A partir d'une multitude de solutions spécifiques aux clients est née une nouvelle série de filtres qui tourne volontairement le dos à la technique du câblage en vrac. Des selfs à tore de ferrite à compensation de courant (comprenant des « Siferrit » à haute perméabilité) et des condensateurs au polypropylène métallisé venant de nos usines sont désormais montés sur les cartes. Ces composants sont fixés avec précision sur la carte et contactés simultanément, contrairement à ce qui se passe dans le cas du câblage en vrac. Le circuit est monté dans un boîtier en aluminium dans lequel il est fixé par une résine thermodurcissable.

Les ordinateurs à alimentation linéaire se contentent d'une atténuation normale (immunité aux parasites jusqu'à 1 MHz). Les alimentations à découpage à commande du secondaire exigent une immunité aux parasites de 0,1 à 100 MHz, les alimentations à découpage à commande du primaire ainsi que les commutations à transistor ou thyristor doivent être antiparasitées dans la plage de 0,01 à 100 MHz. Les filtres secteur « Sifi » sont également destinés aux systèmes micro-processeurs, aux machines de bureau et à l'électroménager.

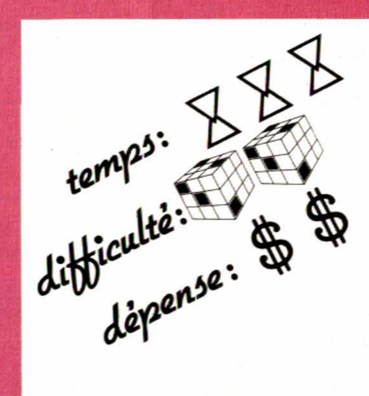
Distorsiomètre d'intermodulation transitoire



Dans un autre article de ce même numéro, nous passons en revue, sur le plan théorique, les différentes formes de distorsion, leurs effets dans les mécanismes de la reproduction sonore, et les procédés de leur mesure.

L'intérêt très vif porté à la distorsion d'intermodulation transitoire (nous retiendrons le sigle anglo-saxon TIM), ne date pas d'hier ; les implications pratiquent en sont, pourtant bien plus récentes.

Cette évolution s'explique par les progrès des matériels « haute fidélité », et particulièrement des amplificateurs de puissance. La distorsion d'intermodulation transitoire, que les autres types de distorsion pouvaient encore masquer voici une dizaine d'années, apparaît maintenant comme essentielle dans les appareils de haut de gamme. Ses manifestations, qui entraînent des dissonnances, déplaisent particulièrement à l'oreille. Par ailleurs, de nouveaux composants (les transistors MOS de puissance : voir l'amplificateur décrit dans RP-EL n° 434), grâce à leurs performances en commutation, permettent de la réduire considérablement.



Le distorsiomètre proposé

Dans l'article théorique cité en introduction, nous avons abordé le principe de la mesure de la distorsion d'intermodulation transitoire par l'utilisation de salves de dents de scie à pente inversée. L'appareil que nous décrivons met cette méthode en application.

Si le principe de la mesure frappe par sa merveilleuse simplicité, la mise en œuvre pratique ne conduira à des résultats exploitables qu'au prix de beaucoup de soins. Les altérations que subissent, dans l'amplificateur à l'essai, les signaux de référence du générateur, se comptent souvent en dizaines de millivotlts, et parfois même en millivolts. Tous les signaux parasites (ondulation résiduelle des alimentations, tensions induites par des champs électromagnétiques) doivent être réduits à des valeurs inférieures. Cela implique des précautions draconiennes, tant dans la conception du schéma que dans la réalisation pratique. Les câblages approximatifs ne seront bons que pour la poubelle.

Le synoptique du montage

La **figure 1** rassemble les divers sous-ensembles de l'appareil, explique leurs rôles respectifs, et détaille leurs interconnexions.

Une horloge, construite autour du circuit intégré CI_1, oscille à la fréquence des dents de scie, qu'il est avantageux de situer vers le haut de la bande passsante audible, soit aux alentours de 20 kHz. Ainsi que nous le verrons plus loin, la fréquence d'alternance des salves s'obtient après division par 200 de cette fré-

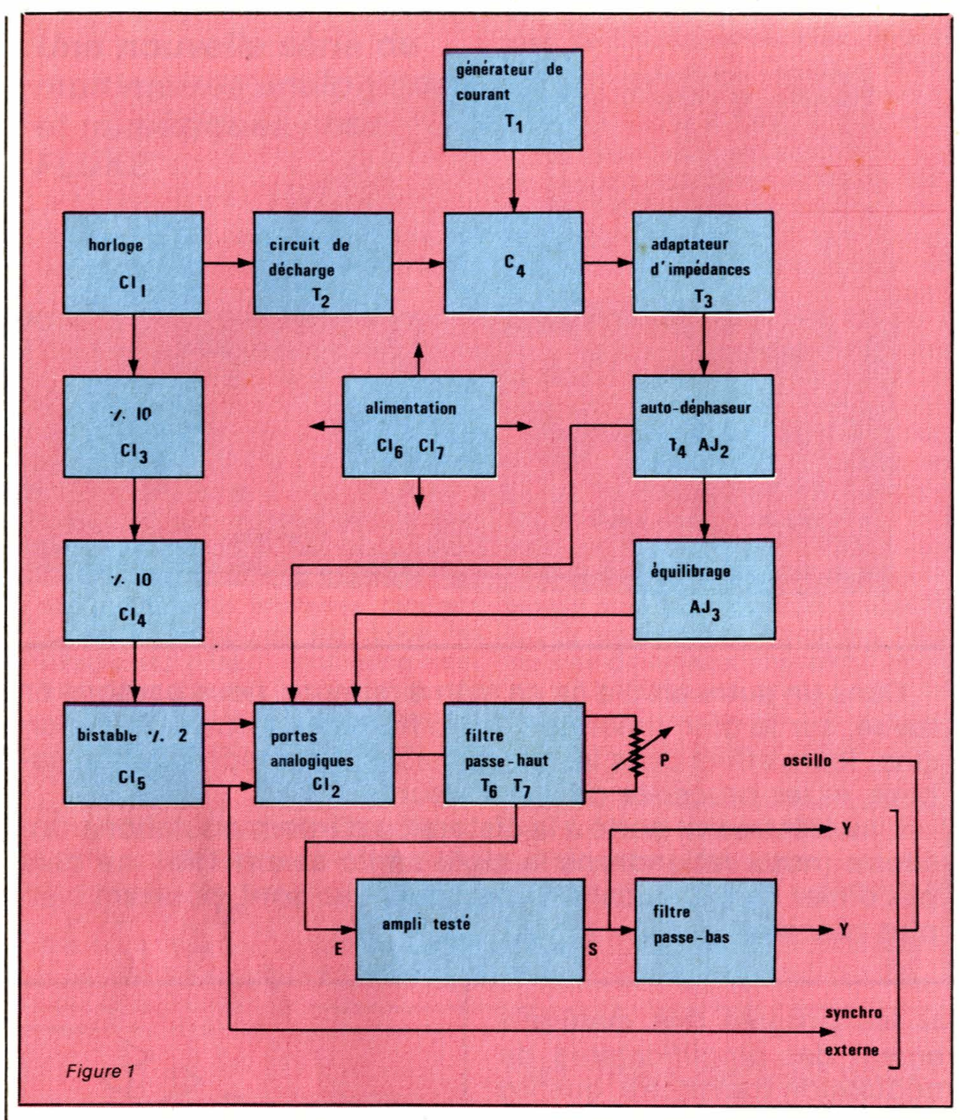


Figure 1

quence d'horloge. Comme il est souhaitable que cette division ne conduise ni à la fréquence du réseau (50 Hz) ni à 100 Hz, à cause des interférences possibles avec le secteur avant ou après redressement, une fréquence d'horloge de 17 à 18 kHz sera retenue.

Les dents de scie s'élaborent par la charge, à courant constant, d'un condensateur C_4 (notations du schéma complet). Un circuit de décharge, commandé par l'horloge, assure la remise à zéro périodique de la différence de potentiel aux bornes de ce condensateur. Il importe d'obtenir des décharges rapides, le temps de retour des dents de scie devant toujours demeurer très inférieur aux temps de transitions imposés par le « slew-rate » des meilleurs amplificateurs testés. Ici, ces retours s'effectuent en moins de 100 nanosecondes.

Aux bornes de C_4, les dents de scie n'apparaissent que sous une impédance très élevée. Un adaptateur s'impose donc, pour la commande des étages qui suivent : nous l'avons construit autour du transistor à effet de champ T_3.

Le principe de la mesure (voir l'article théorique) impose d'injecter alternativement, dans l'amplificateur, des dents de scie aux caractéristiques identiques, mais en lancée tantôt positive, et tantôt négative. Le circuit autodéphaseur (transistor T_4), élabore simultanément ces deux formes d'onde. AJ_2 permet d'égaler les amplitudes des deux trains de signaux, et AJ_3, leur potentiel moyen. Les deux ondes parviennent alors aux entrées de deux portes analogiques (circuit intégré CI_2), dont l'une se ferme pendant que l'autre s'ouvre, à la fréquence de découpage, c'est-à-dire à 90 Hz environ.

Pour le pilotage des portes, on doit disposer de deux tensions rectangulaires en opposition de phases. Il est primordial, aussi, que toutes les salves contiennent le même nombre de périodes, et que les inversions s'effectuent sur le sommet d'une dent de scie. Toutes ces conditions sont satisfaites par l'utilisation d'un découpage synchrone. A cet effet, les tops d'horloge de CI_1 traversent une cascade de deux diviseurs par 10, CI_3 et CI_4. A son tour, la sortie de CI_4 attaque une bascule bistable CI_5, dont chaque sortie Q et $\overline{Q}$ commande l'une des portes du circuit CI_2.

Dans l'étude théorique, nous avons montré la nécessité d'un filtre passe-haut, pour réjecter énergiquement la fréquence de découpage. Ce filtre, ici, met en jeu les transistors T_6 et T_7, qui suivent l'adaptateur d'impédance T_5. En sortie, un potentiomètre P règle l'amplitude, de zéro à 1,5 volt crête-à-crête environ. C'est d'ailleurs le seul réglage accessible, une fois l'appareil terminé.

Les signaux de cette sortie parviennent à l'amplificateur essayé. Après traitement, accompagné d'inévitables déformations (voir théorie), les salves torturées traversent un filtre passe-bas, destiné à éliminer la composante à 18 kHz et ses harmoniques, pour ne laisser subsister que les signaux à 90 Hz, images des variations de la valeur moyenne des salves successives, donc de l'intermodulation transitoire.

L'oscilloscope associé au distorsiomètre reçoit trois signaux :

— sur son entrée verticale Y_1, les salves de dents de scie prélevées à la



sortie de l'amplificateur ;

— sur son entrée verticale Y_2, les tensions de sortie du filtre passe-bas. On sait déjà que la mesure des amplitudes en Y_1 et Y_2, permet celle du taux de distorsion par intermodulation transitoire ;

— sur son entrée de synchronisation externe, l'un des créneaux de sortie de la bascule CI_{50}. En effet, une synchronisation correcte est impossible à partir des salves de dents de scie, où se combinent les fréquences de 90 Hz et de 18 kHz. Elle est difficile sur la sortie filtrée à 90 Hz, dont l'amplitude peut ne pas dépasser quelques millivolts.

Les diagrammes de la **figure 2** illustrent les étapes de l'élaboration des salves. A la ligne **a**, on trouve les tops délivrés par l'horloge. Il leur correspond les dents de scie de la ligne **b**, à croissance positive, puis, après inversion dans le déphaseur, celles de la ligne **c**, à pente négative. Les lignes **d** et **e** montrent, respectivement, les sorties Q et $\overline{Q}$ du bistable CI_5. Pour des raisons de lisibilité, nous n'avons pas respecté, horizontalement, l'échelle des temps. En réalité, chaque salve englobe cent dents de scie. La sortie, avant le filtre passe-haut, délivre les signaux de la ligne **f**, l'action du filtre introduit les déformations de la ligne **g**, sur lesquelles nous reviendrons plus en détail ultérieurement.

Avec les lignes **h** et **i**, on passe à la sortie de l'amplificateur essayé. La première met en évidence les variations de la valeur moyenne, dues au ralentissement des transitions. La deuxième montre les créneaux, fortement amplifiés dans l'oscilloscope, qui subsistent à la sortie du filtre passe-bas.

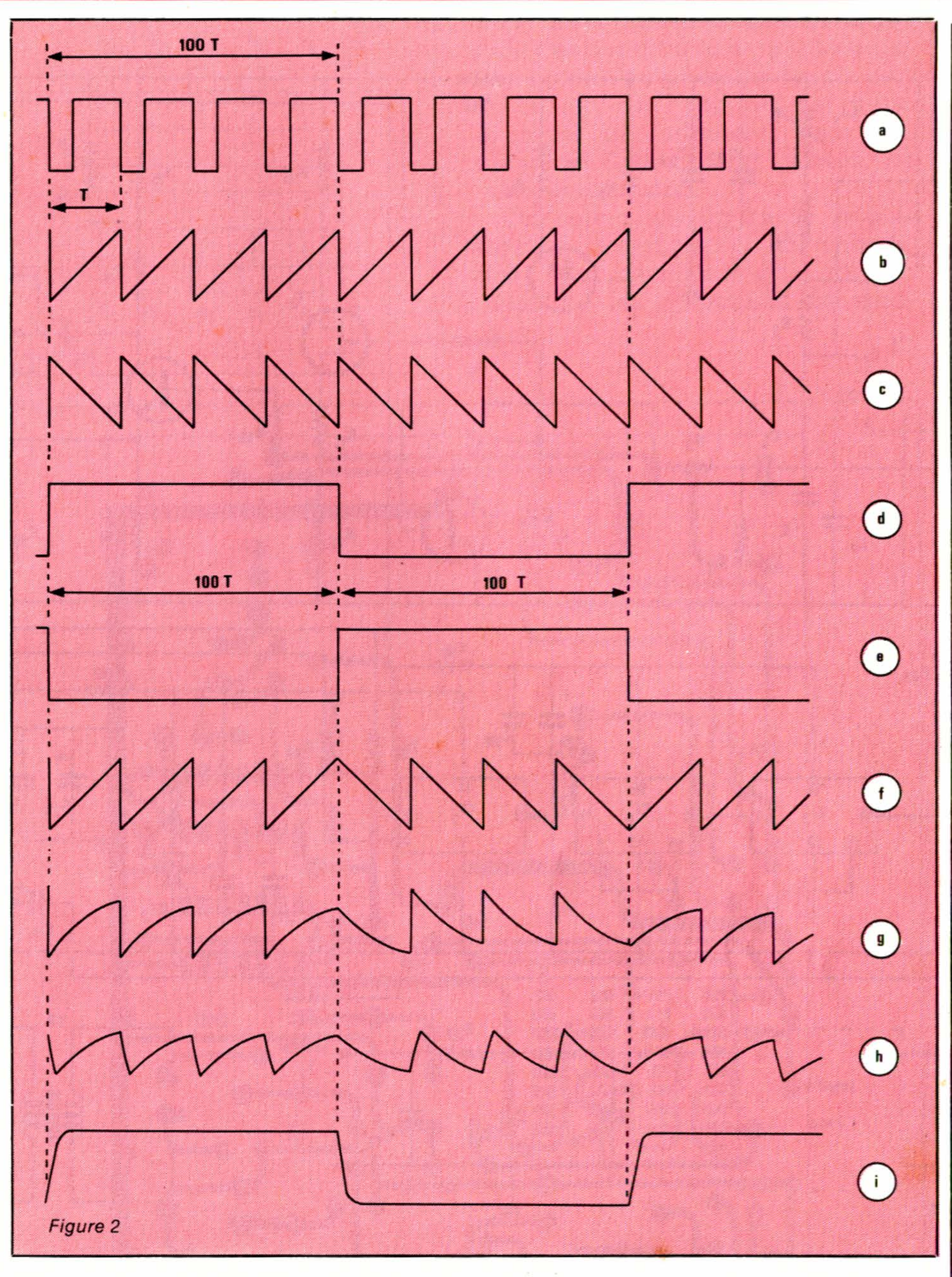
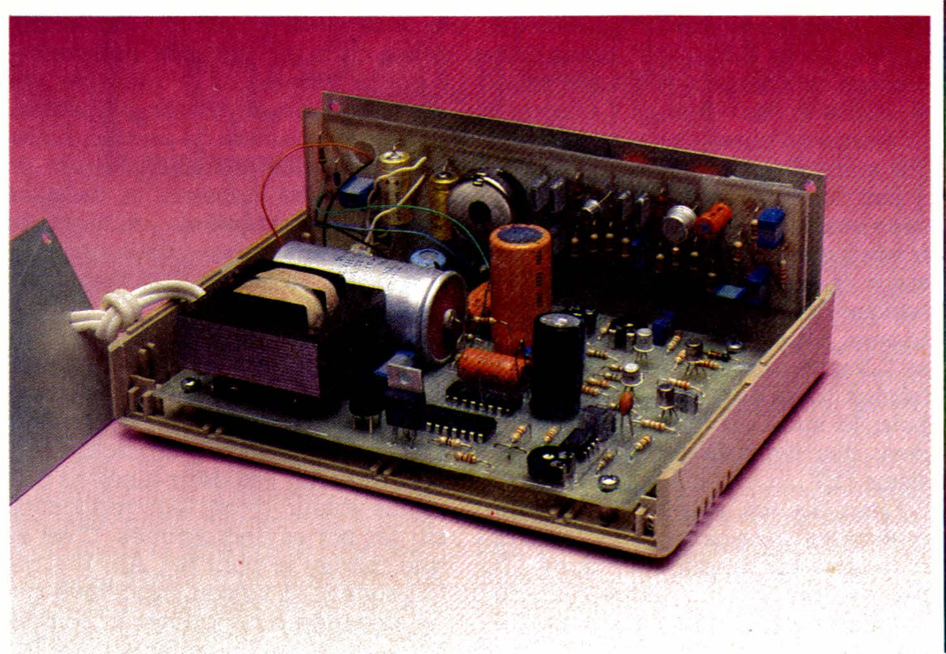


Figure 2

Schéma détaillé de l'appareil

Il est indiqué en **figure 3**. Organisé très classiquement autour du circuit intégré CI_1 de type 555, le générateur d'horloge n'appelle pas de commentaire. Sa fréquence se règle à l'aide de la résistance ajustable AJ_3.

Disponibles sur la résistance R_3, les créneaux de la sortie **3** sont différenciés par la cellule C_3, C_4, et appliqués, à travers R_5, sur la base du transistor T_2. Normalement bloqué, celui-ci se comporte comme un interrupteur ouvert, et n'intervient pas dans la charge du condensateur C_4, assurée par le courant de collecteur



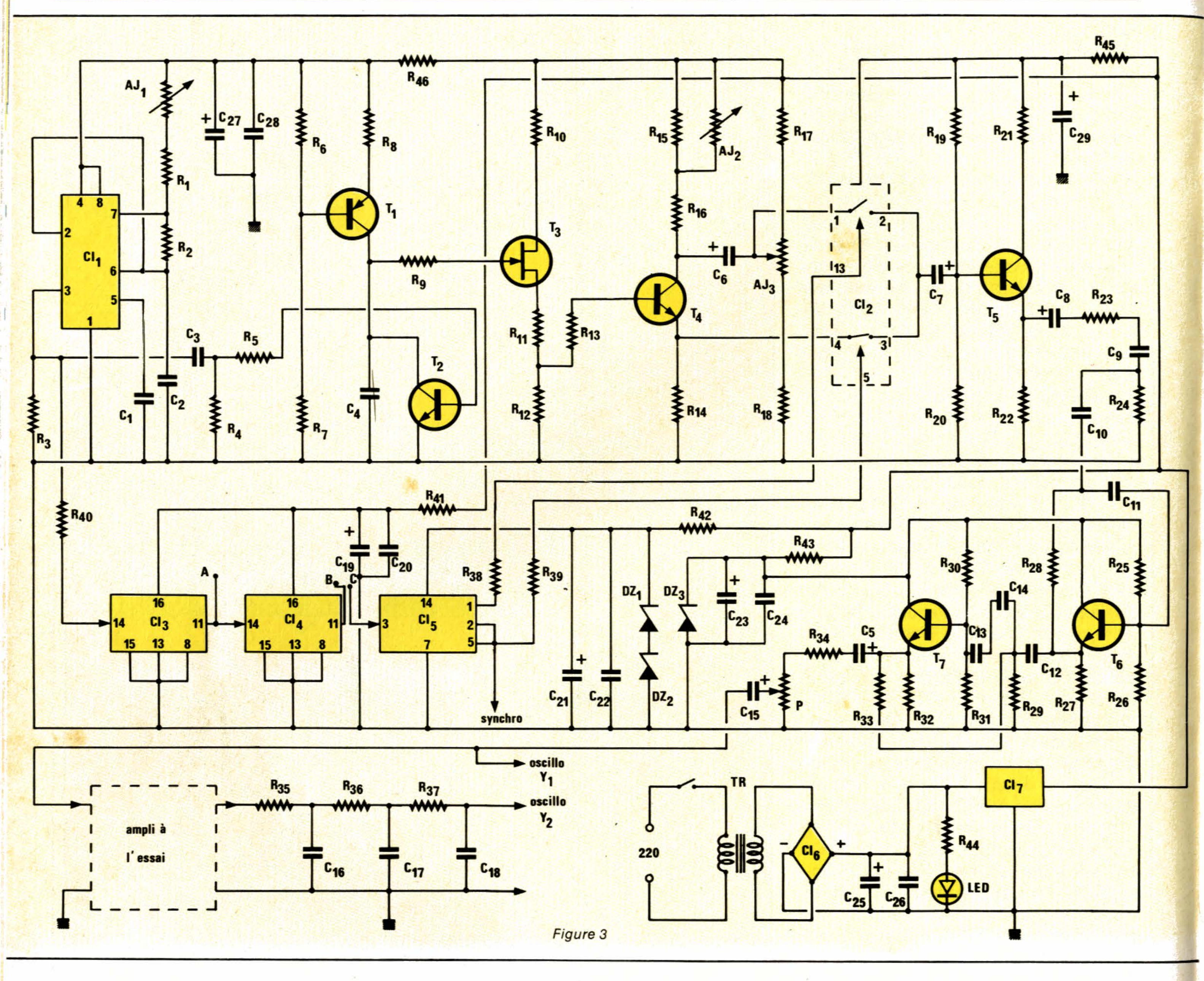


Figure 3

de T_1. Chaque impulsion positive qui parvient à la base de T_2 porte brièvement ce transistor à la saruration, et assure la décharge de C_4 (jusqu'à la tension d'offset de T_2, voisine de 300 millivolts).

Les dents de scie linéaires prélevées aux bornes de C_4, sont reprises à très haute impédance par le transistor à effet de champ T_3, qui les restitue à basse impédance sur sa source. Elles y évoluent entre 1 volt et 2,5 volts environ, les limites extrêmes, d'ailleurs sans importance pour la suite du traitement dépendant des caractéristiques du transistor FET.

Ceux de nos lecteurs qui ont fréquenté les anciens amplificateurs BF à tubes reconnaitrons, dans T_4, l'équivalent d'un montage auto-déphaseur qu'on utilisait alors fréquemment pour l'attaque du push-pull de sortie. Emetteur et collecteur étant chargés par des résistances d'égale valeur, on y retrouve des dents de scie de même amplitude, mais en opposition de phases. La résistance ajustable AJ_2 permet de parfaire cette symétrie, et de compenser d'éventuelles différences dans les résistances à l'état passant, R_{DON}, des portes analogiques MOS du circuit CI_2.

Les dents de scie, à l'émetteur de T_4, sont centrées sur un potentiel moyen voisin du volt. Au collecteur de ce même transistor, le potentiel moyen atteint 9 volts environ. Or, il faut ramener ces deux tensions à la même valeur, avant leur application sur les portes analogiques. C'est ce que permet le pont R_{17}, AJ_3, R_{18}, qui fait suite à la liaison capacitive par C_6, destinée à supprimer la composante continue du collecteur de T_4.

Les portes analogiques exploitent deux des quatre éléments du circuit intégré CI_2, de type 4016, enfermé dans un boîtier DIL à 14 broches dont nous rappelons le brochage en **figure 4.** Les sorties des deux portes utilisées attaquent ensemble le condensateur C_7, qui assure la liaison vers l'étage adaptateur d'impédance T_5.

A la sortie de ce dernier, et en aval de C_8 et R_{23}, on trouve le filtre passe-haut, construit autour des transistors T_6 et T_7. Il s'agit donc d'un filtre actif, de type Butterworth, dont chaque étage assure une atténuation de 18 dB/octave, soit 36 dB/octave au total. La fréquence de coupure (à – 3 dB) se situe aux alentours de 1 kHz, avec une valeur exacte qui peut fluctuer en fonction de la tolérance des composants passifs mis en jeu. Quoi qu'il en soit, la fréquence de découpage des salves, 90 Hz en-

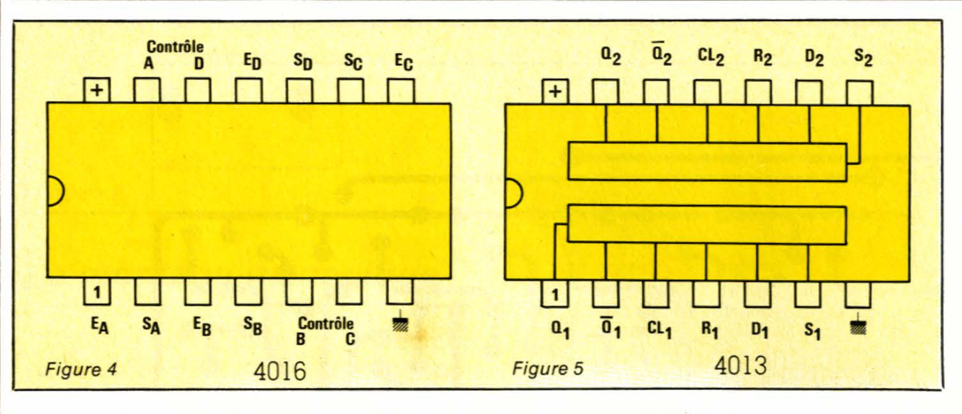


Figure 4 — Figure 5

tre P destiné au réglage de l'amplitude des dents de scie ; les deux autres servent au passage des fils vers la façade de l'appareil, et à un éventuel débordement, vers l'arrière, de l'interrupteur général de mise sous tension.

On notera, en **figure 10**, la présence d'un tout petit circuit annexe, dont nous expliquerons le rôle en détaillant les opérations de montage.

viron, subit une atténuation d'environ 90 dB, et son amplitude ne dépasse pas quelques centaines de micro-volts. A la sortie du filtre passe-haut (émetteur de T_7), le potentiomètre P sert à doser l'amplitude des dents de scie dirigées vers la sortie du distorsiomètre, donc appliquées à l'amplificateur testé.

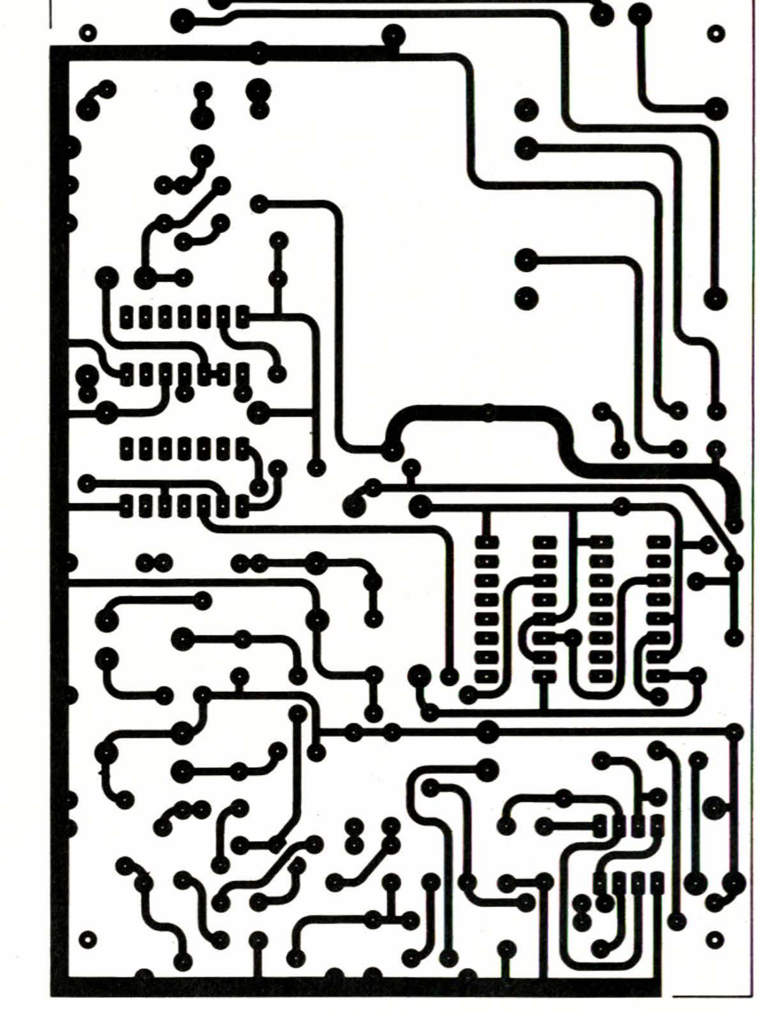
Le diviseur de fréquence par 200, à sorties symétriques, est constitué de la cascade des circuits intégrés CI_3, CI_4 et CI_5. Les deux premiers, de type 4017, sont utilisés en diviseurs par 10, en sortant sur Q_9. CI_5 est une bascule 4013, dont nous rappelons la structure et le brochage à la **figure 5.** Le boîtier renferme deux circuits identiques, mais une seule bascule est ici utilisée.

On remarquera le soin apporté au découplage des différentes parties de l'alimentation, ou à leur stabilisation. La régulation générale, après redressement par le pont CI_6 et filtrage par C_{25} et C_{26}, est confiée au circuit intégré CI_7. En aucun cas, on ne diminuera les capacité des divers condensateurs électrolytiques, dont les valeurs peuvent à priori sembler anormalement élevées pour la consommation du montage.

Le filtre passe-bas, qui se branche en aval de l'amplificateur essayé, ne comporte que des composants passifs, résistances et condensateurs. Ce choix se révèle pratiquement inévitable. En effet, les amplificateurs de puissance peuvent travailler avec des amplitudes de sortie élevées, parfois plusieurs dizaines de volts. Un filtre actif aurait donc exigé de fortes tensions d'alimentation, compliquant inutilement le montage, sans supprimer totalement les risques de saturation.

Les circuits imprimés et le câblage

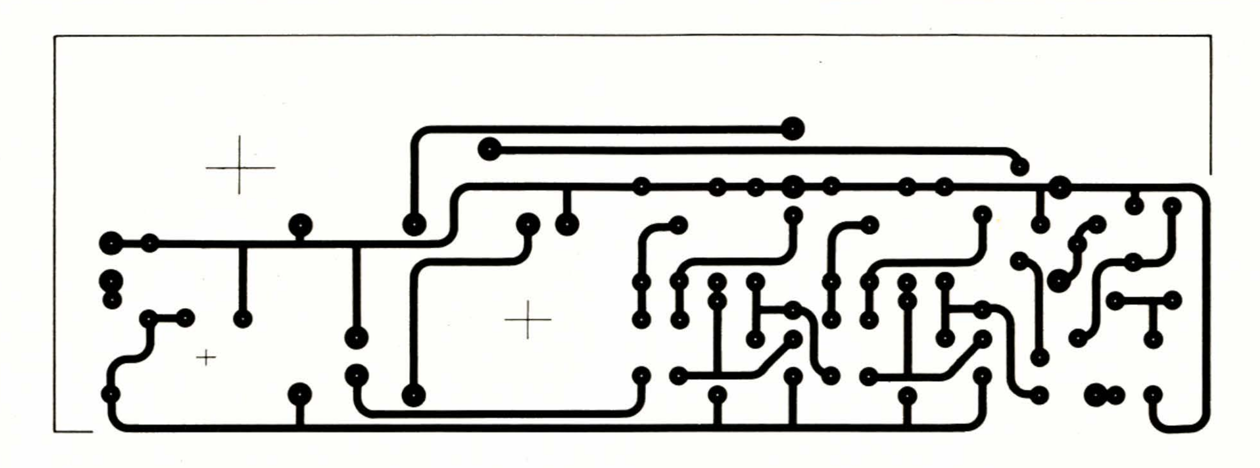
Les constituants du schéma théorique de la **figure 3** se répartissent


Figure 6

sur deux circuits imprimés, dont on trouvera les dessins aux **figure 6** et **7**. Le circuit principal reçoit l'alimentation (y compris le transformateur) et toute l'électronique jusqu'aux filtres passe-haut et passe-bas non inclus, ainsi que le montre le schéma d'implantation de la **figure 8.** Sur le deuxième circuit, prennent place le filtre actif construit autour de T_6 et de T_7, ainsi que le filtre passif de sortie : le schéma d'implantation est celui de la **figure 9.** Des trois trous de fort diamètre, l'un reçoit le potentiomè-

Sur le circuit principal, sortent trois petit fils rigides correspondant aux points **A**, **B** et **C** du schéma de la **figure 2.** On les laissera libres dans un premier temps, car ils servent aux opérations de contrôle, lors de la mise au point.

Enfin, et toujours pour le circuit principal, on n'oubliera pas les deux straps représentés en pointillés sur la **figure 8 :** ils prennent place du côté cuivré de la plaque d'époxy, et sont confectionnés avec du fil isolé, pour éliminer tout risque de court-circuit.


Figure 7

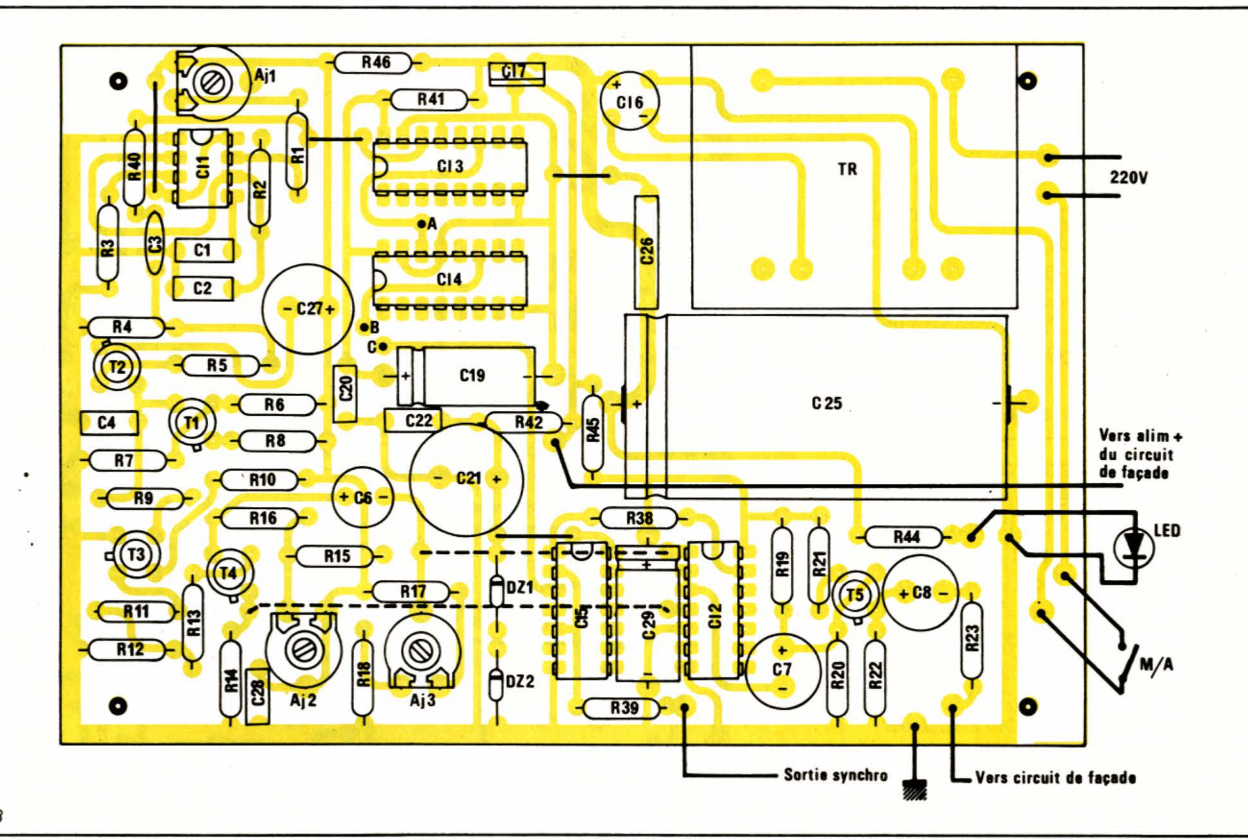


Figure 8

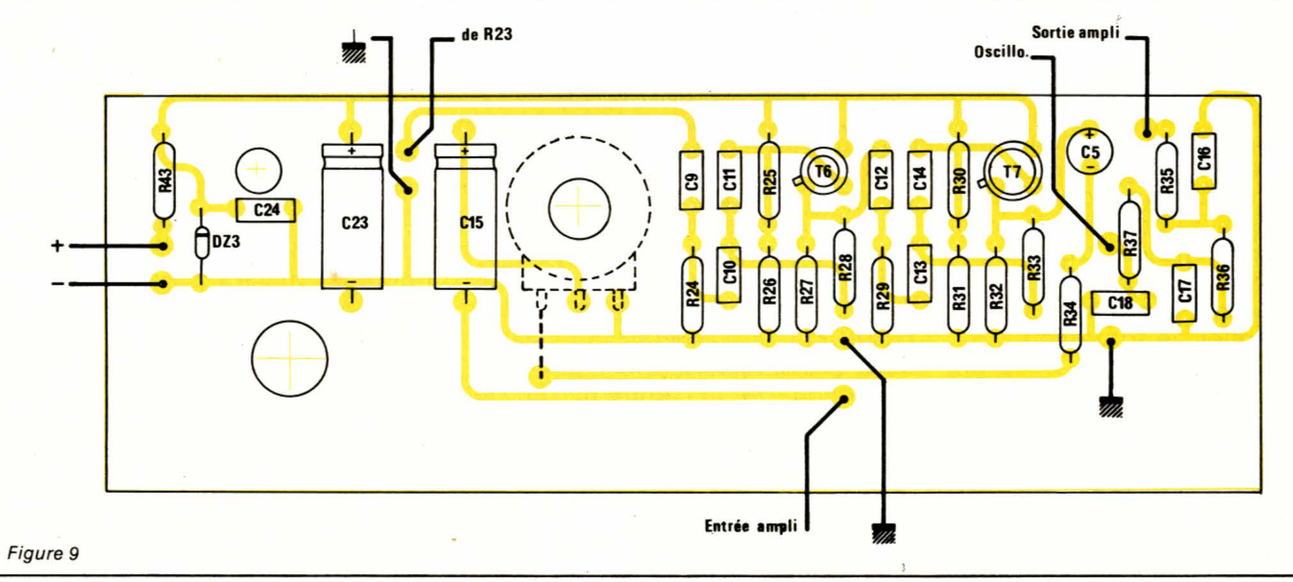
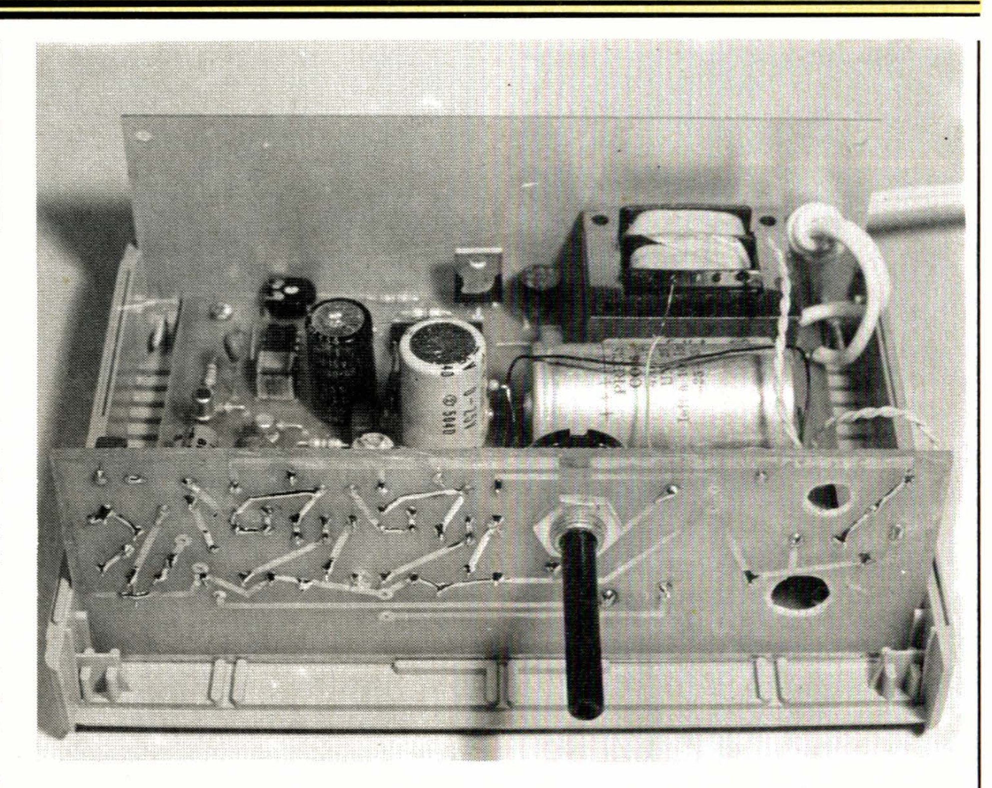


Figure 9



Figure 10



Le montage mécanique

Pour la construction du prototype, nous avons choisi un coffret en plastique de la marque Amtron. Les circuits imprimés ont été dessinés en fonction de ce matériel : ils tiennent comptent de l'emplacement des ergots de fixation (vissage du circuit principal sur le fond du coffret), et des glissières de maintien (circuit des filtres, parallèles à la façade). Au prix de modifications mineures, on pourrait évidemment adapter le montage dans un autre modèle de coffret, de dimensions au moins égales.

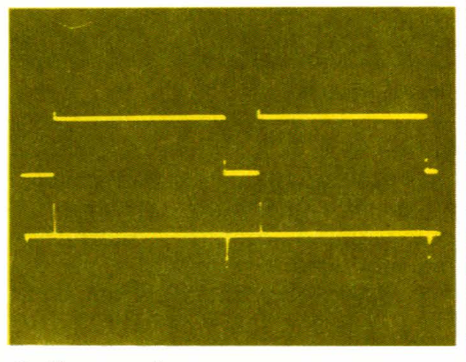
On percera la face avant selon les indications de la **figure 11.** La photographie de l'appareil terminé montre clairement l'emplacement des différentes bornes ou commandes. Pour le branchement de l'oscilloscope après le filtre passe-bas, nous avons prévu deux petites cosses à souder, qui sont fixées sur le troisième circuit imprimé cité plus haut, et permettent de connecter facilement le grippe-fil et la pince de masse d'une sonde. Deux passe-fils de plastique assurent l'isolement vis-à-vis de la façade ; le petit circuit est collé contre eux à l'aide de deux gouttes d'Araldite. En raison de la faible distance séparant la façade du circuit imprimé vertical, les douilles banane devront être raccourcies. Derrière elles, on glissera une feuille isolante (un morceau de carton par exemple).

Ayant soudé, sur le circuit principal, les différents fils de liaison, on visse la plaque sur le fond du coffret, puis on met en place la face arrière, traversée par le cordon secteur. Il reste alors à installer le circuit des filtres dans ses glissières de maintien, et à effectuer les différentes connexions entre les deux circuits, ainsi qu'entre ceux-ci et la façade. Celle-ci, enfin, sera mise en place, et maintenue par les deux vis inférieures.

Contrôles et mise au point

Un oscilloscope est indispensable à l'utilisation du distorsiomètre, ainsi qu'à sa mise au point. Nous illustrerons donc par des oscillogrammes les stades successifs des opérations de réglages, et la forme des signaux qu'on doit, en fonctionnement normal, trouver aux points caractéristiques du montage.

Oscillogramme A. La trace supérieure est prise à la sortie de l'oscillateur d'horloge, donc aux bornes de R_3. La largeur des paliers inférieurs des créneaux reste fixe, puisqu'elle ne dépend que de R_2 et de C_2. Celle des créneaux supérieurs, donc la fréquence, se règle aux alentours de 18 kHz, à l'aide de AJ_1. Il n'est pas nécessaire de rechercher rigoureusement cette fréquence, et une me-



Oscillogramme A

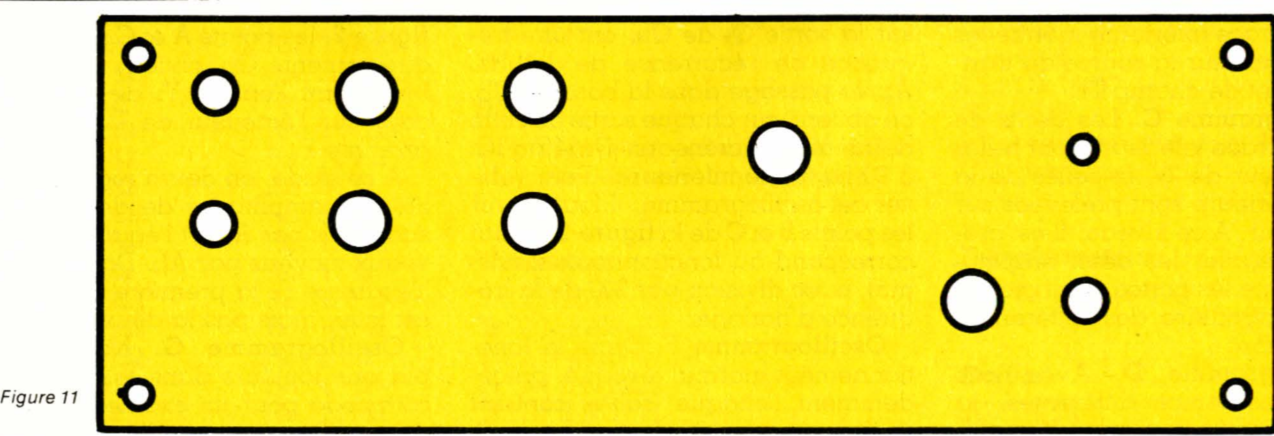
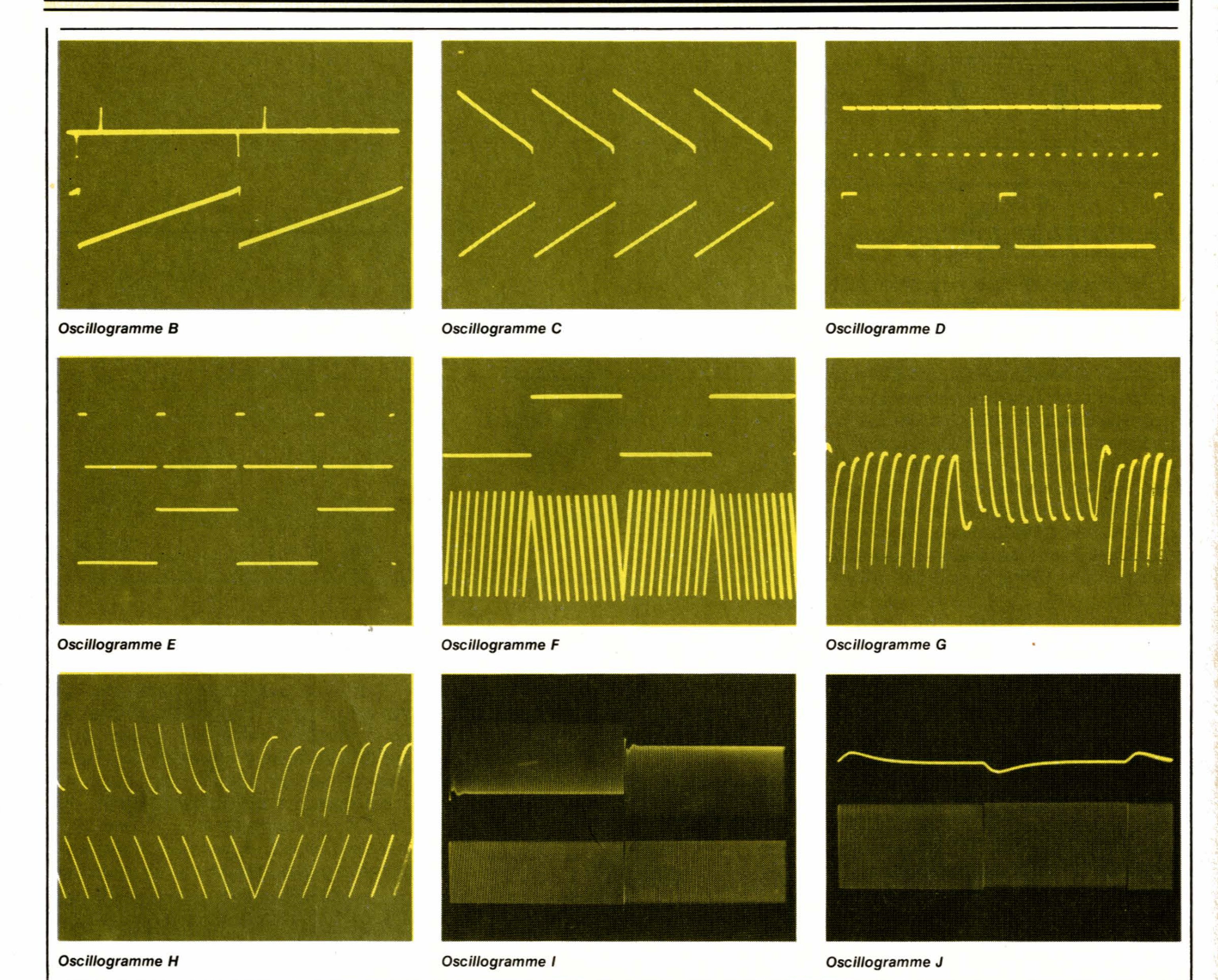


Figure 11



Oscillogramme B

Oscillogramme C

Oscillogramme D

Oscillogramme E

Oscillogramme F

Oscillogramme G

Oscillogramme H

Oscillogramme I

Oscillogramme J

sure directe à l'oscilloscope apporte une précision plus que suffisante.

La trace inférieure du même oscillogramme montre l'alternance des impulsions positives et négatives, après différenciation par C_3 et R_4.

Oscillogramme B. Les mêmes impulsions que précedemment étant maintenant reprises à la trace supérieure, la trace inférieure montre les dents de scie sur la source du transistor à effet de champ T_3.

Oscillogramme C. Les dents de scie de la trace inférieure sont celles de l'émetteur de T_4, et celles de la trace supérieure sont prélevées sur le collecteur. A ce niveau, il est prématuré d'égaler les deux amplitudes, puisque les portes analogiques peuvent introduire des différences d'atténuation.

Oscillogramme D. Avec une échelle des temps différentes, la trace supérieure reprend les impulsions d'horloge de l'oscillogramme A, prélevées aux bornes de R_3. La trace inférieure monte la première division par 10, observée sur la sortie Q_9 du circuit CI_3. Pour stabiliser correctement cet oscillogramme, il est nécessaire d'effectuer la synchronisation sur l'entrée Y_2.

Oscillogramme E. A la trace supérieure, les impulsions, prélevées sur la sortie Q_9 de CI_4, ont une fréquence de récurrence de 180 Hz. Après passage dans la bascule CI_5, on obtient, sur chaque sortie de cette dernière, des créneaux symétriques à 90 Hz (trace inférieure). Pour relever cet oscillogramme, il faut réunir les points **B** et **C** de la **figure 2,** ce qui correspond au fonctionnement normal, avec division par 200 de la fréquence d'horloge.

Oscillogramme F. Dans le fonctionnement normal évoqué précédemment, chaque salve contient deux trains de 100 dents de scie, à polarités alternées. Si on observe simultanément les créneaux de découpage et ces trains de signaux, l'oscilloscope ne permet pas de résoudre les dents de scie successives, et ne laisse voir qu'un voile. Pour autoriser un examen détaillé, on adoptera provisoirement une division par 20, en mettant hors service la décade CI_4 : dans le schéma de la **figure 2,** les points **A** et **C** sont reliés directement. On obtient alors, en branchant l'entrée Y_2 de l'oscilloscope sur l'émetteur de T_5, l'oscillogramme F.

A ce stade, on devra régler l'égalité des amplitudes de deux trains successifs par AJ_2, et l'égalité des niveaux moyens par AJ_3. Dans l'oscillogramme F, la première opération est faite, mais pas la deuxième.

Oscillogramme G. Nous nous plaçons toujours dans le cas, plus commode pour un examen détaillé des oscillogrammes, d'une division

de fréquence par 20. En observant les salves de dents de scie après le filtre passe-haut, donc sur la sortie du distorsiomètre (potentiomètre P), on obtient les résultats illustrés par l'oscillogramme G. Ils s'expliquent aisément si on se rappelle que le filtre passe-haut est un (mauvais) circuit différenciateur. Il tend donc (mal) à transformer les rampes, fonctions linéaires du temps, en leurs dérivées, c'est-à-dire des constantes. Ceci conduit aux courbures observées.

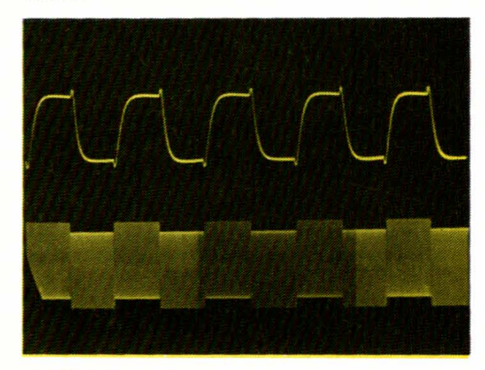
Oscillogramme H. Il s'agit du même phénomène, mieux visible parce que plus étalé horizontalement, grâce à l'emploi de la loupe électronique de l'oscilloscope. On peut comparer les signaux traités par le filtre passe-haut (trace supérieure) à ceux qui sortent directement des portes analogiques (trace inférieure). La synchronisation est assurée en mode externe, par les créneaux de la bascule CI_5.

Oscillogramme I. Pour revenir aux conditions normales de fonctionnement du distorsiomètre, on réunit maintenant (et définitivement) les points **A** et **B** sur schéma théorique. Dans ces conditions, l'oscillogramme G précédent devient l'oscillogramme I.

Oscillogramme J. Il s'agit maintenant de parfaire les réglages de l'ajustable AJ_2, destinée à égaliser les valeurs moyennes des trains successifs de dents de scie. La meilleure méthode est de les appliquer au filtre passe-bas de sortie, soit directement, soit par un circuit n'entraînant aucun allongement de la durée des flancs de retour. Cette deuxième option est nettement préférable, car elle évite de charger la sortie du filtre actif (transistor T_7) par le filtre passe-bas. Comme intermédiaire, on pourra utiliser, tout simplement, un étage à un seul transistor en collecteur commun, avec un transistor 2N1711 par exemple.

Lorsque AJ_3 est bien réglé, on ne devrait plus trouver, dans l'idéal, aucun signal en sortie du filtre passe-bas. En pratique, comme le montre l'oscillogramme J, il subsiste des « pics » dûs aux phénomènes de transition entre deux trains. Le réglage le meilleur est celui qui permet d'aligner, sur un même niveau, les paliers qui font suite à ces transitions : c'est ce qu'illustre l'oscillogramme cité en exemple.

Oscillogramme K. Voici, pour terminer, les résultats obtenus en essayant un amplificateur réel. Sur la trace supérieure, on observe les créneaux après le filtre passe-bas, tandis que la trace inféreiure montre les salves sortant de l'amplificateur testé.



Oscillogramme K

Conclusion

Avec ce distorsiomètre finalement accessible à tout technicien soigneux, et d'un coût très abordable, des mesures sérieuses de distorsion d'intermodulation transitoire deviennent faciles à mettre en œuvre. Pour tous ceux qui travaillent sur du matériel audio de qualité, l'appareil proposé devrait s'insérer dans un banc de test...

R. RATEAU

Nomenclature des composants

Résistances ajustables Piher horizontales

AJ_1: 100 kΩ
AJ_2: 1 kΩ
AJ_3: 4,7 kΩ

Résistances 0,25 watt à ± 5 %

R_1 : 47 kΩ
R_2 : 12 kΩ
R_3 : 1,5 kΩ
R_4 : 33 Ω
R_5 : 10 Ω
R_6 : 3,3 kΩ
R_7 : 12 kΩ
R_8 : 22 kΩ
R_9 : 330 Ω
R_{10}: 10 Ω
R_{11}: 820 Ω
R_{12}: 680 Ω
R_{13}: 330 Ω
R_{14}: 330 Ω
R_{15}: 150 Ω
R_{16}: 270 Ω
R_{17}: 3,9 kΩ
R_{18}: 1,5 kΩ
R_{19}: 3,9 kΩ
R_{20}: 47 kΩ
R_{21}: 10 Ω
R_{22}: 820 Ω
R_{23}: 120 Ω
R_{24}: 12 kΩ
R_{25}: 100 kΩ
R_{26}: 150 kΩ
R_{27}: 820 Ω
R_{28}: 2,7 kΩ
R_{29}: 12 kΩ
R_{30}: 82 kΩ
R_{31}: 220 kΩ
R_{32}: 180 Ω
R_{33}: 2,7 kΩ
R_{34}: 330 Ω
R_{35}: 820 Ω
R_{36}: 2,7 kΩ
R_{37}: 12 kΩ
R_{38}: 68 Ω
R_{39}: 68 Ω
R_{40}: 100 Ω
R_{41}: 47 Ω
R_{42}: 120 Ω
R_{43}: 100 Ω
R_{44}: 1 kΩ
R_{45}: 47 Ω
R_{46}: 120 Ω

Potentiomètre :

P: 1 kΩ

Condensateurs à film plastique

C_1 : 100 nF
C_2 : 1 nF
C_3: 220 pF
C_4: 1 nF
C_9 : 10 nF
C_{10}: 10 nF
C_{11}: 10 nF
C_{12}: 10 nF
C_{13}: 10 nF
C_{14}: 10 nF
C_{16}: 470 nF
C_{17}: 100 nF
C_{18}: 15 nF
C_{20}: 100 nF
C_{22}: 100 nF
C_{24}: 470 nF
C_{26}: 1 µF
C_{28}: 220 nF

Diodes

DZ_1, DZ_2: Zener 5,1 volts (500 mW)
LED: diode électroluminescente

Transistors

T_1: 2 N 2907
T_2: 2 N 2369
T_3: 2 N 4416
T_4, T_6: 2 N 2222
T_5, T_7: 2 N 1711

Condensateurs électrochimiques

C_5 : 47 µF (15 V)
C_6 : 47 µF (15 V)
C_7 : 47 µF (25 V)
C_8 : 22 µF (15 V)
C_{15}: 100 µF (25 V)
C_{19}: 22 µF (25 V)
C_{21}: 1000 µF (25 V)
C_{23}: 220 µF (15 V)
C_{25}: 4700 µF (25 V)
C_{27}: 470 µF (15 V)
C_{29}: 22 µF (25 V)

Circuits intégrés

CI_1: 555
CI_2: 4016
CI_3, CI_4: 4017
CI_5: 4013
CI_6: redresseur 50 volts 500 mA
CI_7: régulateur 7812

Transformateur

220 V/ 12 V (5 VA)

Boîtier

AMTRON

SERVICE CIRCUITS IMPRIMÉS

Les circuits imprimés dont les références figurent sur cette page correspondent à des réalisations sélectionnées par la rédaction suivant deux critères :

1) difficulté de reproduction,

2) engouement présumé (d'après votre courrier et les enquêtes précédemment effectuées).

Nous sommes contraints d'effectuer un choix car il est impossible d'assurer un stock sur toutes les réalisations publiées. Par ailleurs, cette rubrique est un service rendu aux lecteurs et non une contrainte d'achat : les circuits seront toujours dessinés de façon à ce qu'ils soient aisément reproductibles avec les moyens courants.

Certaines références non indiquées ici sont encore disponible (nous consulter).

Circuits imprimés de ce numéro:

Références	Article		Prix* estimatif
EL 446 A	Distorsiomètre	Platine principale	68 F
EL 446 B	Distorsiomètre	Filtre actif	33 F

Circuits imprimés des numéros précédents:

Références	Article	Prix estimatif
EL 415 C	Inverseur 772	20 F
EL 415 D	Ampli de sortie à 2310	20 F
EL 418 A	Récepteur IR + affichage	80 F
EL 418 C	Platine clavier pour l'émetteur I.R. ..	12 F
EL 419 B	Système d'appel secteur, émet.	20 F
EL 419 C	Système d'appel secteur, récept.	26 F
EL 419 D	Système d'appel secteur, répét.	14 F
EL 421 A	B. Sitter, platine de puissance	20 F
EL 421 B	B. Sitter, platine de commande	24 F
EL 422 G	Platine synthèse Em. R/C	20 F
EL 424 A	Cinémomètre, carte principale	130 F
EL 424 B	Cinémomètre, carte affichage	28 F
EL 424 F	Programmation d'Eprom, carte aff. ..	36 F
EL 425 D	CR 80, platine principale (n° 424) ...	122 F
EL 425 E	CR 80, carte vu-mètre	24 F
EL 426 A	Interface ZX81	48 F
EL 426 B	Synthé de fréquence ZX81	32 F
EL 426 C	Platine TV Siemens	112 F
EL 426 D	Clavier (Platine TV)	40 F
EL 426 E	Affichage (Platine TV)	18 F
EL 427 B	Commutateur bicourbe Plat. princ. ..	114 F
EL 427 C	Commutateur bicourbe Alimentation	30 F
EL 427 D	Commut. bicourbe Ampli de synch. .	16 F
EL 428 B	Carte Péritel	48 F
EL 428 D	Extension EPROM ZX81	18 F
EL 428 E	Ampli téléphonique	24 F
EL 429 A	Carte de transcodage	66 F
EL 429 B	Bargraph 16 LED	66 F
EL 430 A	Ventilateur thermostatique	30 F
EL 430 B	Synthétiseur RC	50 F
EL 430 C	Tête HF 72 MHz	34 F
EL 430 D	HF 41 MHz	34 F
EL 431 A	Alim. et interface pour carte à Z 80 ..	42 F
EL 432 A	Centrale de contrôle batterie	20 F
EL 432 B	Centrale convertisseur	14 F
EL 432 C	Centrale shunt	8 F
EL 432 D	Séquenceur caméra 1	26 F
EL 432 E	Séquenceur caméra 2	36 F
EL 432 F	Milliohmmètre	40 F
EL 433 A	Préampli (carte IR de base)	28 F
EL 433 B	Préampli (carte IR codage)	38 F
EL 433 C	Synthé : alimentation	46 F
EL 433 D	Synthé : carte oscillateur	58 F
EL 434 A	Préampli (carte alim.)	46 F
EL 434 B	Préampli (carte de commutation) ...	66 F
EL 434 C	Préampli (correcteur de tonalité)	22 F
EL 434 D	Préampli (carte récept. linéaire)	82 F
EL 434 E	Synthétiseur (carte VCF, VCA, ADSR)	72 F
EL 434 F	Synthétiseur (carte LFO)	32 F
EL 434 G	Mini-chaîne (carte amplificateur)	58 F
EL 435 A	Synthé gestion clavier	114 F
EL 435 C	Synthé interface D/A	38 F
EL 435 D	Générateur pour tests sono	24 F
EL 436 A	Testeur de câbles CT 3	48 F
EL 436 B	Préampli carte logique	68 F
EL 436 C	Préampli carte façade	102 F
EL 437 A	Carte codeur SECAM	100 F
EL 437 B	Mini-signal tracer	22 F
EL 438 A	Synchrodia	30 F
EL 438 B	Convertisseur élévateur	20 F
EL 439 A	Alarme hyperfréquences	156 F
EL 439 B	Alimentation pour glow-plug	22 F
EL 439 C	Meltem 99, carte principale	68 F
EL 439 D	Meltem 99, carte affichage	12 F
EL 440 A	Préamplificateur	30 F
EL 440 B	Booster symétriseur	50 F
EL 441 A	Noise gate	98 F
EL 442 A	Carte de transmission secteur	34 F
EL 442 B	Boîte de direct	26 F
EL 443 A	Transitoires couleur	14 F
EL 444 A	FA2 : filtre + bruit rose	50 F
EL 445 A	Progeprom	65 F

* *Frais de port : voir fiche de commande*

Aspects et méthodes de mesure de la distorsion

Toute transmission ou toute reproduction d'un message, s'accompagne inéxorablement d'une altération de son contenu : en fin de chaine, l'information peut être amputée (perte d'une partie des signaux d'entrée), ou déformée.

Ces manifestations du phénomène physique très générale d'accroissement de l'entropie (l'entropie est une grandeur physique dont on peut dire en première approximation qu'elle mesure le « désordre » d'un système), ne concerne évidemment pas le seul domaine de l'électronique.. Mais c'est à cet aspect que nous nous limiterons ici, compte tenu de la personnalité de la revue. Plus précisément encore, nous privilégierons les problèmes liés à la reproduction sonore, donc à la plage des fréquences audibles ; mais l'essentiel de nos propos s'élargirait facilement à tout ce qui touche l'information.

Les techniques de la haute fidélité, toujours plus performantes, conduisent à des besoins accrus, voire nouveaux, en matière de mesure. Souvent, cela implique l'usage d'appareils compliqués et coûteux, inaccessibles à l'amateur. Pourtant, une méthode très astucieuse de mesure de la distorsion par intermodulation en transitoires, ne nécessite qu'un matériel simple : dans un autre article de ce même numéro, nous en proposons la construction.

Qu'est-ce qu'un signal ?

La notion générale de « signal » est très vaste : un dessin, une photographie, un panneau routier, constituent des signaux. Dans la pratique, et surtout en électronique, on tend à restreindre cette acceptation. On baptisera alors « signal » un phénomène physique (tension électrique en un point, pression accoustique...) qui traduit un message en variant avec le temps, mais en restant localisé dans l'espace. A l'extrême, cette localisation devient ponctuelle, et le signal n'est plus fonction que du temps : c'est le seul cas que nous envisagerons.

On distingue deux types de signaux : analogique, ou numérique (évitons l'anglicisme « digital », qui prête à confusion). Dans un signal analogique, le paramètre traité (tension par exemple) peut varier de façon continue en fonction du temps, du moins à l'intérieur de certaines limites. Transmettre le message se ramène donc à transmettre une fontion du temps.

Pour un signal numérique, le paramètre ne peut prendre qu'un nombre fini de valeurs, généralement deux (absence ou présence d'une tension, par exemple). La transmission du message est alors celle d'une suite de nombres entiers.

Dans tout système de transmission (ligne, faisceau hertzien...) ou de traitement (amplificateurs), nous noterons :

$S_e(t)$ le signal d'entrée, fonction du temps t,

$S_s(t)$ le signal de sortie.

Les fonctions $S_e(t)$ et $S_s(t)$ ne désignent pas nécessairement des grandeurs physiques de même nature, et leurs amplitudes, même dans ce cas, peuvent différer. Par ailleurs, un certain retard τ (dû au temps de transmission de l'énergie) sépare le signal reçu du signal envoyé. On pourra donc établir, entre ces deux grandeurs, une relation de la forme :

$$S_s(t) = K \cdot S_e(t - \tau) \qquad (1)$$

τ présente évidemment les dimensions d'un temps ; K est un cœfficient avec (grandeurs de natures différentes) ou sans (grandeurs de même nature) dimensions.

Conditions idéales de transmission d'un signal

On sait qu'une grandeur de forme quelconque (en fonction du temps) peut se ramener à la combinaison linéaire de fonctions sinusoïdales. Nous pouvons donc réduire le problème du traitement ou de la transmission de signaux complexes, à celui de sinusoïdes : c'est ce que nous ferons dans la suite, sauf spécifications contraires.

La fonction (1) établie plus haut, implique un certain nombre de propriétés :

1 - elle conserve la sinusoïde en modifiant éventuellement son amplitude et sa phase, mais non sa fréquence,

2 - elle est linéaire : la somme de deux solutions est également solution,

3 - elle ne dépend pas du temps (K et τ, pour un système donné, sont des constantes).

Précisons un peu ces propriétés, et les conditions techniques de leur respect. Le non observation de la propriété n° 3 est responsable du bruit, ensemble de perturbations ajoutées au signal. En effet, si le système considéré satisfaisait à la relation (1), il ne saurait engendrer spontanément des variations du paramètre traité. Dans cet exposé, nous ne traiterons pas des problèmes de bruit.

Si la troisième condition est parfaitement remplie, on peut alors, pour chaque fréquence **F** (ou cha-

que pulsation $\omega = 2\,\pi F$), définir le gain :

$$G(\omega) = (A_s / A_e) \qquad (2)$$

où A_s et A_e sont, respectivement, les amplitudes de la sinusoïde de sortie, et de celle d'entrée. Ce gain, grandeur complexe[1], s'écrit sous forme :

$$G(\omega) = |G(\omega)|\, e^{-jb\omega} \qquad (3)$$

où $G(\omega)$ est le module, et $b(\omega)$ le retard de phase. Par comparaison avec la relation (1), on en tire :

$$G(\omega) = K \text{ et } b(\omega) = \tau\,\omega$$

ce qui implique que :

- le module du gain ne dépend pas de la fréquence.
- la rotation de phase est proportionnelle à la fréquence.

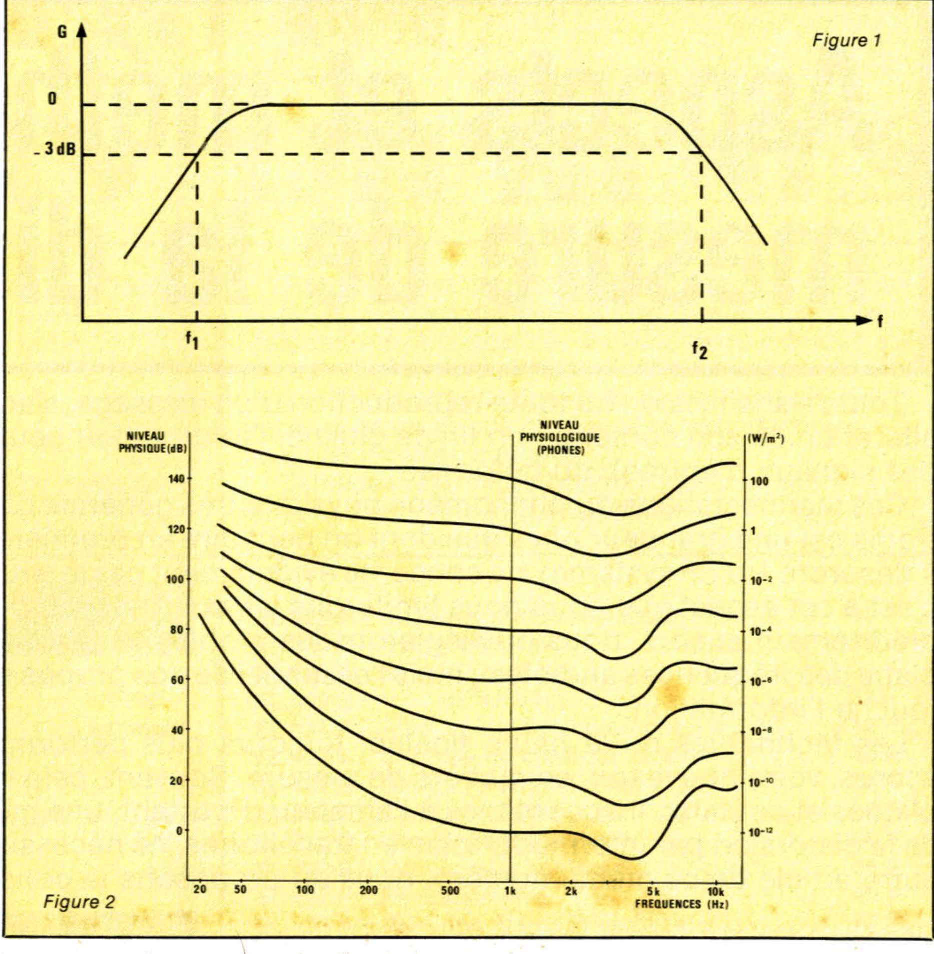


Figure 1

Figure 2

La distorsion gain/fréquence

La constance du module du gain, depuis la fréquence zéro jusqu'à l'infini, n'est évidemment pas réalisable. Tout dispositif amplificateur se caractérise par sa courbe de réponse (**figure 1**), représentant les variations du gain en fonction de la fréquence. Dans le domaine des fréquence audibles, ces variations restent généralement très faibles à l'intérieur de la bande passante, limitée par les fréquences quadrantales f_1 et f_2, définies par une chute de gain de 3 dB.

Les notions de bande passante et de courbe de réponse sont trop connues pour que nous les développions ici. Rappelons simplement que la réponse en fréquence d'un amplificateur peut être étudiée par deux méthodes :

— en régime sinusoïdal, on mesure le gain pour différentes valeurs de **f**. L'emploi d'un vobulateur permet d'automatiser et d'accélérer cette opération.

— dans la méthode dynamique, on injecte à l'entrée de l'amplificateur des signaux rectangulaires. Comme ceux-ci peuvent être considérés comme la somme de tensions sinusoïdales (fondamentales et harmoniques),l'étude de leurs déformations renseigne très vite un œil exercé, sur la réponse en fréquence du dispositif testé.

Les performances recherchées en électroacoustique, relativement à la plus ou moins grande constance du gain en fonction de la fréquence, sont intimement liées aux caractéristiques de l'oreille. Celle-ci comme le montrent les courbes de Fletcher (**figure 2**) applicables à une ouïe jeune et en bon état, dépendent de l'amplitude des variations de pression : c'est pourquoi des déformations volontaires peuvent rendre plus agréable l'écoute à bas niveau, en reforçant les fréquences basses et élevées (correction physiologique). Une audition de bonne qualité exige une bande passante de 40 à 16 000 Hz au moins. Avec une bande de 100 à 6 000 Hz (radiodiffusion en modulation d'amplitude), on atteint des résultats acceptables. Enfin, 300 à 3000 Hz suffisent à l'intelligibilité de la parole (téléphone).

Les distorsions non linéaires

Contrairement à celle qui affecte la réponse, ces distorsions ne permettent plus de conserver la forme sinusoïdale d'un signal excitateur. Elles tiennent au fait que les composants électroniques ou électroacoustiques ne peuvent être décrits par des équations linéaires : tout le monde connait la courbure des caractéristiques d'un transistor, ou la non-linéarité des déplacements d'une membrane de haut-parleur.

En toute rigueur, dans un système non linéaire, où la forme du signal de sortie ne reproduit pas celle du signal d'entrée, la notion de gain, rapport de deux amplitudes, perd son sens. Toutefois, la linéarité reste très bien approchée pour les petits signaux. Elle peut l'être encore pour des signaux de grande amplitude, notamment grâce aux techniques de réaction négative, ou contre-réaction. C'est toutefois cette distorsion non linéaire qui fixe une limite supérieure à l'amplitude des signaux traités.

On peut classer en deux catégories les manifestations de la distorsion non linéaire :

— dans la distorsion harmonique, on applique à l'entrée une sinusoïde pure. Les déformations introduites donnent naissance à des fréquences multiples de la fondamentale, qui constituent les harmoniques.

— dans la distorsion par intermodulation, deux sinusoïdes de fréquences différentes sont injectées simultanément. A cause de la non linéarité du comportement, leur superposition ne se traduit pas par une simple addtition, mais donne naissance à d'autres fréquences, combinaisons des deux premières.

Nous allons maintenant examiner en détail ces divers phénomènes. Bien que cela ne corresponde pas au

cas le plus général, nous supposerons, pour simplifier, qu'il existe, entre les signaux d'entrée et de sortie, S_e et S_s, une relation instantanée (indépendante du temps), susceptible d'être développée en série sous la forme :

$S_s = A S_e + B S^2_e + C S^3_e + \dots$
(4)

que nous limiterons d'ailleurs aux trois premiers termes, dans la suite de l'article.

Excitation sinusoïdale et distorsion harmonique

Le signal d'entrée, à la pulsation ω, est de la forme :

$S_e = V \cos \omega t$ (5)

En reportant cette valeur en (4), on en déduit l'expression du signal de sortie :

$$S_s = V_1 \cos(\omega t - \varphi_1) + V_2 \cos(2\,\omega t - \varphi_2) + \dots + V_n \cos(n\,\omega t - \varphi_n) \quad (6)$$

où les cœfficients $V_1, V_2, \dots V_n, \dots \varphi_1, \varphi_2, \dots \varphi_n$ sont des fonctions de V, et de ω.

L'expression (6) permet de définir, pour chaque harmonique de rang **n**, son cœfficient K_n :

$$K_n = (V_n / V_1)$$

On peut aussi définir le cœfficient total d'harmoniques :

$$K = \frac{\sqrt{V^2_2 + V^2_3 + \dots + V^2_n + \dots}}{V_1} \quad (7)$$

En élevant K au carré, on peut en donner une interprétation physique en termes de puissance : K^2 est le rapport de la puissance transporté par les harmoniques du signal de sortie S_s, à la puissance transportée par le fondamental.

On appelle taux de distorsion harmonique, le cœfficient d'harmoniques exprimé en pourcentage. Il peut être donné séparément pour chaque harmonique, ou globalement pour leur ensemble (DHT = distorsion harmonique totale... ou THD, bien sûr, pour les anlo-saxons). Ainsi, si on trouve K = 0,12 pour un amplificateur, le taux de distorsion total est 12 %.

Effet acoustique de la distorsion harmonique

La richesse d'un son en harmoniques, caractérise son timbre. On distingue aisément un instrument générant un son sinusoïdal presque pur, comme la flûte, d'un autre qui délivre beaucoup d'harmoniques, comme le violon.

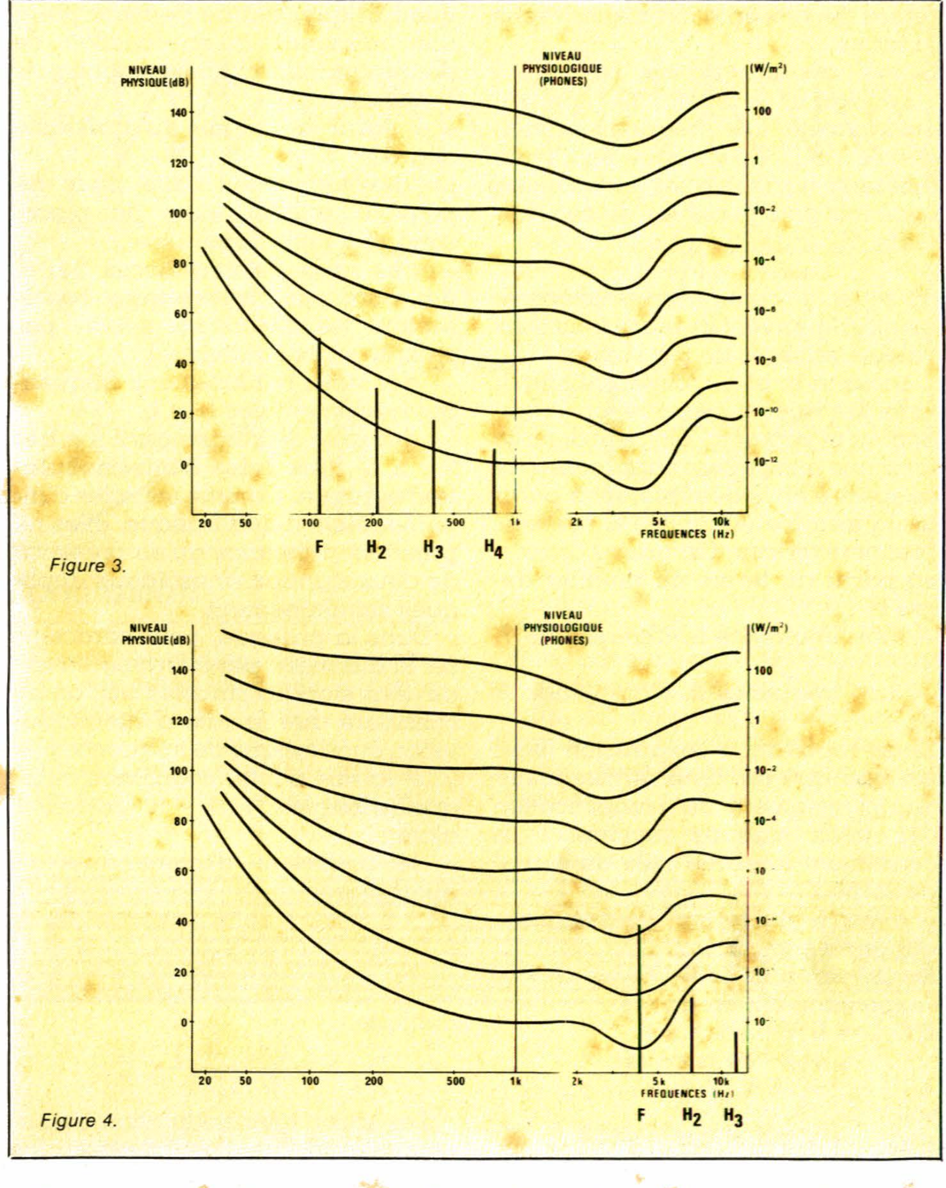


Figure 3.

Figure 4.

Pour une valeur donnée des cœfficients de distorsion $K_1, K_2, \dots K_n$, l'effet produit sur l'oreille dépend beaucoup de la fréquence fondamentale, comme en témoignent les **figures 3** et **4**. On y représente, à chaque fois, la courbe de réponse de l'oreille, et le spectre de fréquences du signal distordu, qui comprend la fondamentale **f**, et ses harmoniques **2f**, **3f**,... **nf**. La longueur de chaque trait vertical est proportionnelle au cœfficient K_i correspondant.

Lorsque la fondamentale se situe vers le bas de la gamme des fréquences audibles, de nombreux harmoniques s'inscrivent à l'intérieur de cette dernière, et sont donc perçus par l'oreille. Pour les fréquences les plus basses, et compte-tenu des courbes de Fletcher, il peut même arriver que l'oreille reçoive plus intensément un ou plusieurs harmoniques introduits par l'amplificateur, que le fondamental excitateur.

Dans le registre aigu au contraire (**figure 4**), les harmoniques sortent très vite du domaine audible. L'oreille est donc principalement sensible à la distorsion harmonique dans le cas des sons graves.

Pour une musique écoutée à niveau sonore moyen, seule une oreille très exercée peu déceler un taux de distorsion inférieur à 2 ou 3 %. Jusqu'à 8 ou 10 %, la distorsion harmonique, bien que perceptible, demeure supportable. Elle devient intolérable au-delà de 10 %. C'est d'ailleurs ce seuil qu'on retient pour annoncer la puissance maximale, dans les appareils de reproduction « grand public ».

Excitation par deux sinusoïdes : intermodulation

Le signal excitateur, somme de deux sinusoïdes de fréquences diffé-

rentes, se présente maintenant sous la forme :

$S_e = V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t$ (2)

Le signal de sortie, S_s, contient évidemment les fréquences incidentes f_1 et f_2. On y trouve aussi leurs différents harmoniques, et toutes les combinaisons possibles de ces derniers, $F_{m,n}$, de la forme :

$$f_{m,n} = m f_1 + n f_2$$

où m et n, comme nous allons le montrer, peuvent prendre toutes les valeurs entières de 0 à l'infini.

Lorsque m et n croissent, l'amplitude des raies du spectre tend rapidemment vers zéro. On peut donc se faire une image assez approchée de ce spectre en le déterminant à partir de la formule (4) limitée à ses trois premiers termes. On trouve alors :

• à partir du terme du premier degré :

— une fréquence f_1, d'amplitude A V_1.

— une fréquence f_2, d'amplitude A V_2.

En se reportant à l'expression (8), il est clair que ces deux termes résultent directement de l'amplification des deux signaux incidents : ils constituent la partie utile du signal de sortie.

• à partir du terme du deuxième degré :

En développant ce terme à partir de l'expression (8), on trouve :

$$B S_e^2 = B V_1^2 \cos^2 \omega_1 t + B V_2^2 \cos^2 \omega_2 t + 2B V_1 V_2 \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t$$

soit :

$$B S_e^2 = B V_1^2 \left(\frac{1 + \cos 2 \omega_1 t}{2} \right) + B V_2^2 \left(\frac{1 + \cos 2 \omega_2 t}{2} \right) + B V_1 V_2 \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t$$

En regroupant ces termes, il reste finalement :

$$B S_e^2 = (B/2)(V_1^2 + V_2^2) + (B/2) V_1^2 \cos 2 \omega_1 t + (B/2) V_2^2 \cos 2 \omega_2 t + B V_1 V_2 \cos (\omega_1 + \omega_2) t + B V_1 V_2 \cos (\omega_1 - \omega_2) t$$

On voit ainsi apparaître, dans la dernière formulation du calcul :

— une raie de fréquence nulle, et de valeur $(B/2)(V_1^2 + V_2^2)$. Sans incidence dans le domaine des audiofréquences, cette raie représente le signal détecté quadratiquement.

— deux harmoniques, aux fréquences $2 f_1$ et $2 f_2$, d'amplitudes respectives $(B/2) V_1^2$ et $(B/2) V_2^2$. Avec elles, on se retrouve dans le cas de la distorsion harmonique, déjà traité.

— une raie de fréquence $f_1 + f_2$, et une autre de fréquence $f_1 - f_2$, offrant la même amplitude B $V_1 V_2$. Il s'agit des raies **d'intermodulation quadratique**, qui ne peuvent prendre naissance qu'en fonction de deux signaux excitateurs appliqués simultanément.

• à partir du terme du troisième degré :

Le développement, que nous ne pouvons publier faute de place, conduit à faire apparaître :

— des raies de fréquences **3 f_1** et **3 f_2**, donc des harmoniques, représentant les distorsions subies par chaque signal individuel.

— des raies parasites aux fréquences fondamentales **f_1** et **f_2**.

— des raies de fréquences $2 f_1 \pm f_2$ et $2 f_2 \pm f_1$, dites **raies d'intermodulation cubique.** Comme les raies d'intermodulation quadratique, elles ne prennent naissance qu'en présence de deux signaux sinusoïdaux appliqués simultanément.

Dans la pratique, pour caractériser la distorsion par intermodulation de deux signaux sinusoïdaux, on ne considère que la raie d'intermodulation quadratique de fréquence $f_1 + f_2$, et la raie d'intermodulation cubique de fréquence $2 f_1 - f_2$. On définit alors :

— le cœfficient d'intermodulation quadratique :

$$I_f = \frac{V(1, -1)}{V(1, 0)}$$

— le cœfficient d'intermodulation cubique :

$$D_f = \frac{V(2, -1)}{V(1, 0)}$$

Les taux d'intermodulation traduisent, exprimés en pourcentage, les cœfficients d'intermodulation.

Distorsion d'intermodulation transitoire

Les phénomènes jusqu'à présent considérés, même à fréquence relativement élevée dans le spectre des signaux audibles, ne touchent pas aux problèmes nés des variations transitoires de tensions (ou de courants). On désigne par là, désormais, des rampes ou des échelons dont la décomposition en série de Fourier, ou l'analyse par la transformation de Laplace, conduisent à des spectres s'amorçant aux limites supérieures du domaine des basses fréquences.

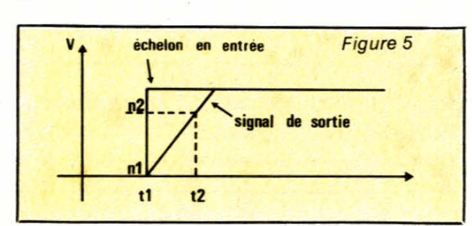
Les amplificateurs de puissance, et souvent les préamplificateurs chargés de les piloter, s'insèrent dans une boucle de réaction négative. En applicant à ces dispositifs un échelon supposé parfait, à l'instant t_1 (**figure 5**), on recueille, à la sortie de l'élément amplificateur, une rampe dont la pente, mathématiquement exprimable en terme de dérivée, reste finie. Entre deux niveaux n_1 et n_2, un délai $t_2 - t_1$ surgit. Pas le biais de l'élément de contre-réaction CR, ce signal ralenti ne revient sur l'amplificateur, pour en corriger les déficiences, qu'avec un retard au moins égal à $t_2 - t_1$.

Non contre-réactionné, l'étage préamplificateur offre, transitoirement, un gain supérieur à celui de son régime permanent. Tout signal, même de faible amplitude, superposé alors au transitoire, se trouve, bien avant qu'il eût par lui-même saturé l'étage considéré, ecrêté, donc affecté des déformations globalement qualifiées de distorsions.

La **figure 5**, et les explications cidessus, montrent que cette distorsion transitoire prend fondalement sa source dans :

— la limitation de vitesse de l'amplificateur de puissance,

— l'application d'une réaction négative dont on sait la nécessité.



A l'évidence, on la minimisera par sélection des composants de sortie (transistors haute-fréquence, parmi lesquels s'inscrivent maintenant les V-MOS) et par la réduction du taux de contre-réaction que leurs performances autorisent.

Puisque la distorsion transitoire (voir plus haut) et d'intermodulation (les signaux faibles ne sont altérés qu'en présence de l'échelon perturbateur) relèvent de la vitesse de croissance non infinie de l'amplificateur, donc de son « Slew-rate », on conçoit que sa mesure puisse finalement se ramener, plus ou moins directement, à celle de ce slew-rate. L'appareil dont nous proposons par ailleurs la description pratique, exploite ce constat. Il brille par l'astucieuse simplicité des moyens mis en œuvre.

La **figure 6 b** en illustre le principe. Des dents de scie à décroissance instantanée, offrent un niveau moyen m_1. Après passage dans un amplificateur imparfait, le ralentissement des transitions porte à m_2 ce niveau. Directement, la mesure de

la différence $m_2 - m_1$, généralement de l'ordre du millivolt, serait impossible, en raison de la faiblesse du rapport :

$$(m_2 - m_1) / m_1$$

La solution proposée réside dans l'application, au dispositif testé, de salves de dents de scie comme celles de la **figure 6 a**. Les niveaux moyens oscillent alors, au rythme de basculement des salves, entre les niveaux $m_1 + \varepsilon$ et $m_1 - \varepsilon$. Si la fréquence de répétition se situe largement au-dessous de celle des dents de scie, un filtrage soigné permet d'isoler la composante image des variations de niveau moyen, de la composante « HF » des dents de scie.

Le taux d'intermodulation transitoire, ou plus brièvement TIM, découle de la mesure de l'amplitude A des dents de scie à l'amplitude B des créneaux, par la relation :

$$TIM (\%) = (B / A) / 100$$

(1) Pour plus de précisions sur les nombres complexes, et leurs applications à l'électronique, on pourra se reporter aux articles consacrés à ce sujet dans les numéros de Radio Plans

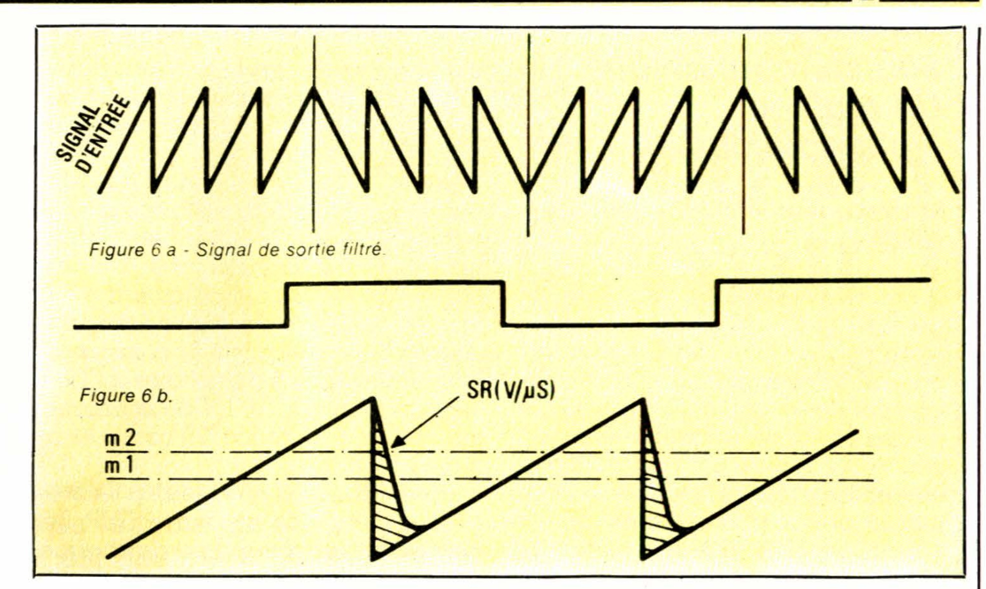


Figure 6 a - Signal de sortie filtré.

Figure 6 b.

Conclusion

Pourtant simplifié, ce bref panorama des différents types de distorsions susceptibles d'altérer la reproduction d'un message sonore, en montre la complexité. Si la distorsion harmonique déforme les sons, elle n'introduit pas de sensations désagréables : les rapports des fréquences, entre fondamentale et harmonique, conduisent à des combinaisons bien acceptées par l'oreille. Par contre, les distorsions d'intermodulation sont causes de dissonances, et doivent être énergiquement pourchassées.

R. RATEAU

Une antenne « électronique » pour Canal Plus

Elle peut capter les trois chaînes de télévision (en UHF) avec un gain de qualité d'image.

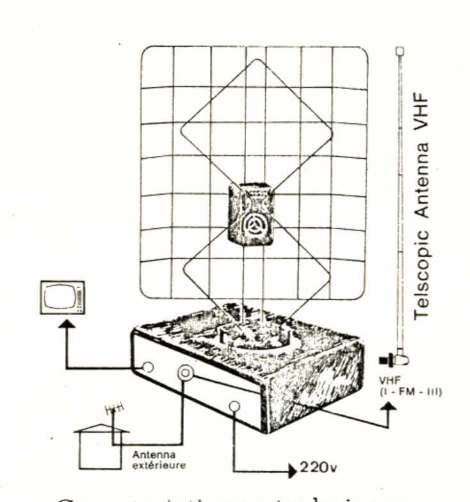
Elle peut être utilisée comme antenne FM en HiFi et en stéréo.

Mais surtout

Elle peut capter Canal Plus sans modification coûteuse et compliquée de l'antenne extérieure en apportant une qualité d'image exceptionnelle puisque l'antenne **électronique** GOLDEN TECHNICA est la première antenne, équipée d'un ampli adapté à la VHF. Rappelons toutefois que suivant les endroits CANAL + peut être reçu en UHF, dans ce cas pas de changement sur le modèle existant.

Peu encombrante et transportable, elle suivra le téléspectateur averti dans sa maison de campagne, dans sa caravane et même dans sa voiture.

Dans les régions fontalières, elle captera les émissions des télévisions étrangères.



Caracteristiques techniques

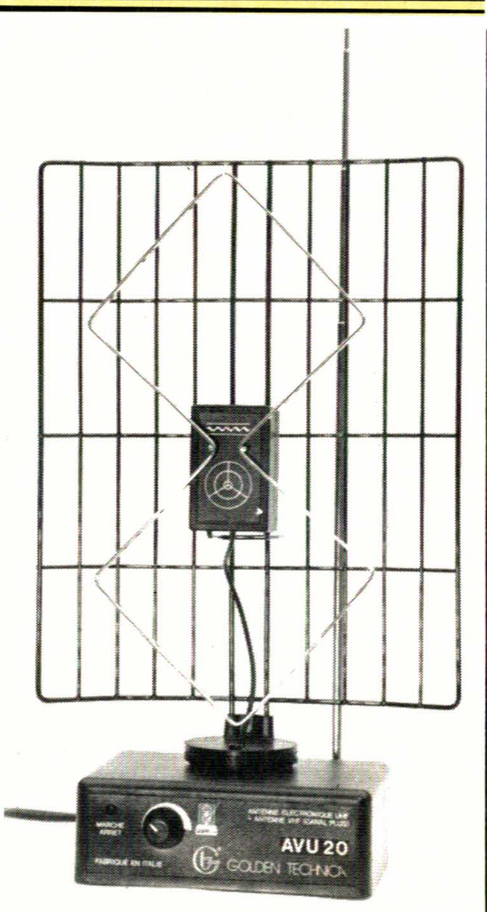
Antenne amplifiée orientable à large bande avec gain réglable et alimentation stabilisée.

Gain : 0 à 32 dB en UHF, Bandes IV-V

0 à 20 dB en VHF, Bandes I-FM-III.

Alimentation 220 V c.a. (prochainement 12 V c.c.)

Atténuateur avec interrupteur. Impédance de sortie 75 Ohms. Entrée 75 Ohms pour une antenne extérieure.



Son stéréophonique TV : Un réglage « physiologique »

Nouveau régulateur du son TDA 4292

Pour les récepteurs de télévision à deux canaux-son et à haut-parleurs intégrés, Siemens lance sur le marché un régulateur du son qui tient compte de la capacité auditive humaine et donne en même temps un son stéréo qui ne peut normalement être obtenu que grâce à des enceintes placées de part et d'autre du téléviseur. Le TDA 4292 comporte, par canal stéréo, cinq amplificateurs opérationnels et les potentiomètres ou commutateurs électroniques nécessaires.

Le réglage « physiologique » vient corriger la propriété de l'oreille humaine qui, à partir d'une certaine fréquence (environ 1000 Hz), consiste à percevoir de plus en plus faiblement en dépit d'un niveau sonore égal, tous les sons jusqu'aux limites absolues de l'audition. Dans une salle de concert où le volume sonore est perçu sans intermédiaire, le jeu des musiciens compense de façon naturelle cette perte acoustique. Il n'y a pas de meilleur régulateur sonore que l'oreille du chef d'orchestre.

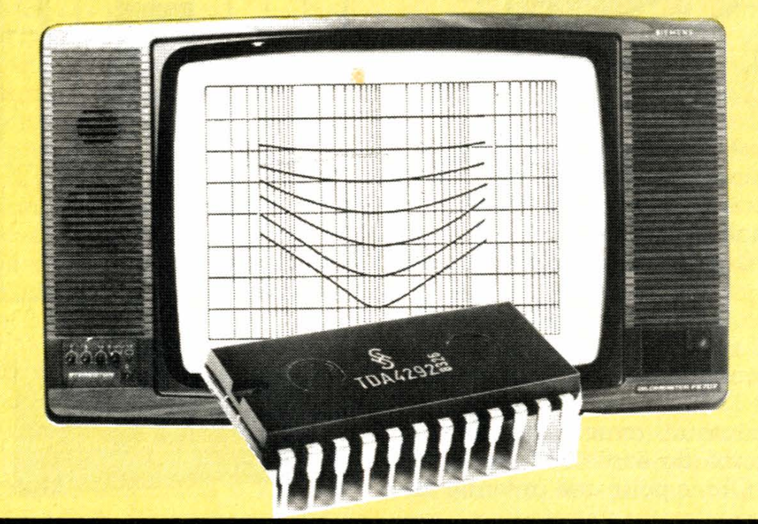
La diminution de la capacité auditive se remarque d'autant plus dans la restitution électronique, que le niveau sonore choisi est plus bas. Aussi un réglage « physiologique » est-il nécessaire pour tous les volumes sonores perçus en appartement. Le nouveau composant Siemens assure cette correction en liaison avec un « élargissement de la base stéréophonique » : le son reçu s'approche de la restitution stéréo optimale dans laquelle les deux enceintes et l'auditeur forment un triangle équilatéral.

La technique est aujourd'hui parvenue à agrandir la distance acoustique (la base) entre les haut-parleurs stéréophoniques du récepteur TV. Et l'amplification physiologique existe dans tous les appareils de restitution du son sophistiqués. Mais la caractéristique du TDA 4292 est de maîtriser les deux processus sur un seul chip (720 composant sur 12,75 mm²).

Pour élargir la base stéréo, le module de réglage bipolaire (DIP 24) permet le passage du son de chaque canal stéréo sur les deux haut-parleurs. Cette « diaphonie » équivaut à environ deux tiers du niveau normal dans le canal (par rapport à la tension) et présente un décalage de phase de 180°.

Pour le réglage physiologique du volume sonore, Siemens a mis en place sur le chip un réseau supplémentaire de résistances et de condensateurs aux deux sorties des circuits d'amplification. Grâce à ces réseaux les aigus et les graves restent réglables même après un réglage physiologique puissant. En d'autres termes : même lorsque la musique joue très doucement et que l'amplification physiologique est à son maximum, on peut encore faire varier le timbre des sons.

Le TDA 4292 fonctionne sous des tensions de 8 à 15 V ce qui lui confère une grande plage dynamique. Toutes les fonctions de réglage et de commutation (aigus, graves, volume, physiologie, balance et largeur de la base stéréophonique) sont commandées par tension continue, ce qui dispense de commutateurs électroniques externes.



Laboratoire d'Electronique Angelidis Sarrault

MPUL 05 carte MPU bus G 64 MC 146805E2 Mos

Notice préliminaire

Carte MPUL 05G 64 CMOS

Développée autour du MLC 146805 E2 de Motorola, l'un des microprocesseurs monochip le plus utilisé. La carte MPUL 05 représente la solution idéale pour le contrôle des applications simples en basse consommation.

Caractéristiques techniques

— Microprocesseur MC 146805 E2 CMOS
— Horloge séparée contrôlée par quartz.
— Socle pour EPROM 2K × 8, 4K × 8, 8 K × 8 standards 2K × 8, 8K × 8 CMOS.
— Ram sauvegardée par batterie CD/NI.
— Horodateur sauvegardé.
— Socle pour RAM 2K × 8, 8K × 8 CMOS.
— Liaison BUS G64, VPA 256 Octets.
— Horodateur MC 146818.
— Alimentation 5 volts.
— Ports A et B disponibles.

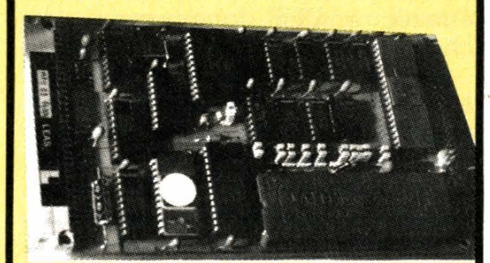
Moniteur

— Commandes disponibles

M : Modifier mémoires ML, MH sélection mémoire basse, haute (configuration 4K ROM +2 × 4K RAM).
V : Visualiser mémoires.
R :Visualisation contenus registres.
C : Téléchargement de fichiers hexadécimaux.
G : Exécution programme objet.
GR : Exécution avec program. des registres.
P : Introduction des Points d'arrêt (4).
PC : Visualisation Pts d'arrêt/Destruction Pts d'arrêt.
E : Exit DOS.
H : Examination Date.
HC : Date modify.
O : Appel programmateur EPROM.
TEST : Test RAM, ROM et visualisation configuration carte*.

* En cours de développement.

Note : Le contenu de cette notice peut être modifié sans préavis.



(fin) Moniteur assembleur désassembleur pour ORIC

Nous terminons ce mois-ci la description du moniteur assembleur-désassembleur entreprise le mois dernier.

Rappelons que ce programme est destiné à l'ORIC-I mais que nous publierons bientôt une version adaptée à l'ATMOS.

Nous avons scindé cet article en deux parties à cause de la longueur du listing (indigeste mais nécessaire) à rentrer au clavier. Les procédures de chargement ont été fournies lors du précédent article, celui s'articulant autour de la syntaxe et des messages d'erreurs.

Résumé des commandes

Ce résumé donne les commandes et la liste des paramètres à donner.

Lorsque le paramètre est un nombre (adresse ou valeur), il doit être rentré par 2 ou 4 chiffres héxadécimaux (selon qu'il s'agit d'un octet ou de deux octets), sans taper <RETURN>.

Moniteur

G adresse : lance le programme à l'adresse indiquée.
R : Visualise le contenu des registres internes.
T : modifie les registres internes. (donner les différentes valeurs dans l'ordre : A, X, Y, P, S, PC).
ESC : interrompt un programme.
P : exécute une instruction (pas à pas).
C : idem, sauf pour les JSR.
H : reprend l'éxécution d'un programme qui a été interrompu.
Y : identique à R, sauf si PC pointe sur une instruction «BRK», auquel cas, PC est incrémenté.
O adresse : dump mémoire à partir de l'adresse indiquée.
D adresse : désassemble à partir de l'adresse indiquée.
I adresse : permet d'écrire une suite d'octets en mémoire à partir de l'adresse indiquée.
U adresse : assembleur immédiat ou simple passe : permet d'écrire une suite d'instructions à partir de l'adresse indiquée.
A adresse : Assemble le fichier source à partir de l'adresse indiquée.
V : fait afficher la liste des étiquettes générées par l'assembleur avec les valeurs affectées.

Editeur de texte

E : permet d'écrire un nouveau fichier (efface l'ancien).
C num. de ligne : efface la ligne indiquée et permet d'en insérer une ou plusieurs à la place.
N num. de ligne : permet d'insérer une ou plusieurs lignes avant la ligne indiquée.
B début fin : supprime les lignes numéro «début» (incluse) à numéro «fin» (exclue).
X num. de ligne/ chaîne de caractères 1 chaîne de caractères 2 : substitue à la ligne indiquée la chaine 1 par la chaine 2.
F : fait afficher le fichier source.
M num. de ligne : fait afficher le fichier source à partir du numéro de ligne indiquée.
Q nom : sauvegarde le fichier source sur cassette en lui donnant le nom indiquée.
S début, fin, nom : sauvegarde sur cassette la zone mémoire de début à fin en donnant le nom indiqué au fichier.
L : charge un fichier à partir de la cassette.

Divers

K début, fin, vers : translate les octets se situant entre début et fin vers l'adresse indiquée.
Z (voir explications) : modification des zones opérandes dans un programme assemblé.

Effet des touches de contrôle

* CTRL T : commute MAJUSCULES/ minuscules.

Les ordres et les programmes ne peuvent être écrits qu'en MAJUSCULES.

* CTRL L : efface l'écran.
* CTRL E : efface le fichier source.

Syntaxe des assembleurs

Cette syntaxe est identique pour les deux assembleurs. Cependant, l'assembleur simple passe n'accepte ni les étiquettes, ni les commentaires.

Ecriture d'une instruction

une instruction se décompose en deux parties :
— Un mnémonique 6502 de 3 lettres
— Une zone opérande
exemple : LDA VALEUR

L'assembleur triple passe accepte des blancs avant le mnémonique. Celui-ci doit être écrit en 1 mot, suivi éventuellement par des espaces.

La zone opérande doit également être écrite en 1 mot. En particulier, les espaces entre les signes # ou$ et la valeur numérique sont interdits.
exemple :
LDA # $32
STA $45,X
CMP VALEUR,Y sont licites,
STA (ZONE) ,Y est interdit.

Les étiquettes

Les noms d'étiquettes peuvent comporter des chiffres et des lettres, le nombre de caractères devant être inférieur à 127 (ce qui en pratique ne constitue pas une limitation !).

Exemples : 1350, A 12, TRUC, 1 VALEUR sont des étiquettes.

Elles peuvent être suivies par un

```
8A30: 54 0D 46 49 4E 0D 56 45   2234
8A38: 52 53 A2 00 BD 2B 8A 20   3159
8A40: 7A 79 E8 E0 06 D0 F5 20   5205
8A48: D0 7A AD 16 78 8D 0E 78   3563
8A50: AD 17 78 8D 0F 78 A2 00   3072
8A58: BD 31 8A 20 7A 79 E8 E0   5581
8A60: 04 D0 F5 20 D0 7A AD 16   4442
8A68: 78 8D 0C 78 AD 17 78 8D   3889
8A70: 0D 78 A2 00 BD 35 8A 20   3224
8A78: 7A 79 E8 E0 05 D0 F5 20   5200
8A80: D0 7A AD 16 78 8D 0A 78   3535
8A88: AD 17 78 8D 0B 78 20 70   3038
8A90: 89 60 A2 00 A1 FE 81 FC   6063
8A98: 18 60 AD 08 78 8D 0E 78   3271
8AA0: 85 FE AD 09 78 8D 0F 78   3707
8AA8: 85 FF A2 00 A1 FE 48 18   4154
8AB0: A5 FE 69 01 85 FE A5 FF   6376
8AB8: 69 00 85 FF 68 D0 ED EA   6823
8AC0: A5 FE 8D 0C 78 A5 FF 8D   5647
8AC8: 0D 78 20 AA 84 A2 00 BD   4173
8AD0: 04 98 E8 C9 0D D0 F8 E0   6649
8AD8: 01 F0 3E 8A 18 6D 0E 78   3051
8AE0: 8D 0A 78 AD 0F 78 69 00   2743
8AE8: 8D 0B 78 20 70 89 EA EA   5543
8AF0: AD 08 78 85 FE AD 09 78   4412
8AF8: 85 FF A0 00 B9 04 98 91   4296
8B00: FE C8 C9 0D D0 F6 98 18   5081
8B08: 6D 08 78 8D 08 78 AD 09   3092
8B10: 78 69 00 8D 09 78 4C 9A   3423
8B18: 8A 60 AD 08 78 85 FE AD   5441
8B20: 09 78 85 FF A0 00 B1 FE   5739
8B28: 99 04 98 D0 01 60 C8 C9   5038
8B30: 0D D0 F3 98 18 6D 08 78   3556
8B38: 8D 08 78 A9 00 6D 09 78   2870
8B40: 8D 09 78 18 A9 01 6D 0A   2309
8B48: 78 8D 0A 78 A9 00 6D 0B   2608
8B50: 78 8D 0B 78 60 A2 00 BD   3879
8B58: 04 98 C9 0D F0 07 20 7A   3405
8B60: 79 E8 4C 57 8B 60 A9 00   3615
8B68: 8D 0A 78 8D 0B 78 8D 08   2911
8B70: 78 A9 10 8D 09 78 A9 0D   3122
8B78: 20 7A 79 AD 0B 78 20 67   3154
8B80: 7A AD 0A 78 20 67 7A A9   3962
8B88: 20 20 7A 79 20 1A 8B AD   3619
8B90: 04 98 F0 D1 20 55 8B A9   4859
8B98: 38 CD 08 02 F0 D8 CD 08   4493
8BA0: 02 D0 FB CD 08 02 F0 FB   5731
8BA8: AD 08 02 C9 AF F0 B6 C9   6196
8BB0: 38 D0 F5 F0 C1 A9 00 8D   5274
8BB8: 08 78 85 5F A9 10 8D 09   3027
8BC0: 78 85 60 20 1A 8B AD 04   3009
8BC8: 98 D0 F8 AD 08 78 85 61   4471
8BD0: AD 09 78 85 62 4C 97 7D   4086
8BD8: A2 00 BD 05 98 E8 C9 20   4564
8BE0: F0 0C C9 3D F0 08 C9 0D   3870
8BE8: F0 04 C9 3B D0 EC BD 03   4890
8BF0: 98 09 80 9D 03 98 A9 00   3292
8BF8: 85 FE A9 99 85 FF A0 00   5075
8C00: B1 FE F0 1D 29 80 D0 06   3998
8C08: C8 B1 FE 4C 04 8C C8 C8   5480
8C10: C8 98 D8 18 65 FE 85 FE   6240
8C18: A5 FF 69 00 85 FF 4C FE   5749
8C20: 8B B9 05 98 91 FE C8 29   5109
8C28: 80 F0 F6 AD 16 78 91 FE   5915
8C30: C8 AD 17 78 91 FE C8 A9   6096
8C38: 00 91 FE 60 00 00 00 00   1436
8C40: 00 00 00 00 00 00 00 00   0
8C48: 00 00 00 00 00 00 00 00   0
8C50: 00 00 00 00 00 00 00 00   0
8C58: 00 00 00 00 00 00 00 00   0
8C60: 00 00 00 00 00 00 A9 00   1183
8C68: 8D 28 78 AD 04 98 C9 3A   4076
8C70: D0 03 4C 2B 88 C9 3E D0   4598
8C78: 03 4C 01 88 C9 2E F0 52   4319
8C80: 20 B0 85 AD 28 78 D0 13   4003
8C88: AD 29 78 18 6D 16 78 8D   3356
8C90: 16 78 AD 17 78 69 00 8D   3231
8C98: 17 78 60 A9 76 8D 30 78   3959
8CA0: A9 91 8D 31 78 A9 04 8D   3848
8CA8: 32 78 20 46 83 A9 03 8D   3484
8CB0: 29 78 A0 00 B1 FE C9 02   4593
8CB8: F0 08 A9 02 8D 29 78 4C   3170
8CC0: 88 8C 20 EB 90 C9 23 D0   5287
8CC8: BF A9 02 8D 29 78 4C 88   3644
8CD0: 8C 00 A2 00 BD 05 98 E8   4521
8CD8: C9 3B F0 09 C9 0D F0 05   3878
8CE0: C9 3D D0 F0 60 20 D8 8B   5203
8CE8: 60 AD 04 98 C9 2E F0 01   4031
8CF0: 60 A2 00 BD 05 98 C9 3B   3992
8CF8: F0 F6 C9 0D F0 F2 E8 C9   7271
8D00: 3D D0 F0 E8 E8 E8 E8 E8   8157
8D08: 4C CB 8F 00 00 00 00 00   911
8D10: A9 00 8D 0A 78 8D 0B 78   3115
8D18: EA EA EA A9 00 8D 08 78   3942
8D20: A9 10 8D 09 78 A9 00 8D   3402
8D28: 00 99 8D 01 99 8D 02 99   3582
8D30: 8D 03 99 20 55 8E AD 04   3254
8D38: 98 F0 06 20 E9 8C 4C 33   3723
8D40: 8D A9 00 8D 08 78 8D 0A   2870
8D48: 78 8D 0B 78 A9 10 8D 09   2915
8D50: 78 AD 24 78 8D 16 78 AD   4115
8D58: 25 78 8D 17 78 20 55 8E   3315
8D60: AD 04 98 F0 06 20 66 8C   3653
8D68: 4C 5D 8D A9 00 8D 0A 78   3237
8D70: 8D 0B 78 8D 08 78 A9 10   3158
8D78: 8D 09 78 AD 24 78 8D 16   3274
8D80: 78 AD 25 78 8D 17 78 20   2996
8D88: 55 8E AD 04 98 F0 0E 20   3458
8D90: AD 8F AD 28 78 F0 F0 20   5114
8D98: A6 8D 4C 87 8D 60 0D 45   3140
8DA0: 52 52 45 55 52 20 A2 00   2529
8DA8: BD 9E 8D 20 7A 79 E8 E0   5808
8DB0: 08 D0 F5 AD 28 78 20 67   3819
8DB8: 7A 4C C3 8D 20 4C 49 47   3118
8DC0: 4E 45 20 A2 00 BD BC 8D   4538
8DC8: 20 7A 79 E8 E0 07 D0 F5   6145
8DD0: AD 0B 78 20 67 7A AD 0A   3221
8DD8: 78 38 E9 01 20 67 7A 60   3335
8DE0: 00 00 D8 20 D0 7A AD 16   3935
8DE8: 78 8D 24 78 AD 17 78 8D   3961
8DF0: 25 78 4C 10 8D A9 00 8D   3416
8DF8: 00 10 60 0D 4C 49 47 4E   2311
8E00: 45 20 3F 20 A2 00 BD FB   4591
8E08: 8D 20 7A 79 E8 E0 06 D0   5265
8E10: F5 20 D0 7A AD 16 78 8D   4386
8E18: 24 78 AD 17 78 8D 25 78   3552
8E20: A9 00 8D 08 78 8D 0A 78   3100
8E28: 8D 0B 78 A9 10 8D 09 78   3148
8E30: AD 0A 78 CD 24 78 D0 0B   3817
8E38: AD 0B 78 CD 25 78 D0 03   3760
8E40: 4C 4B 8E 20 1A 8B AD 04   2987
8E48: 98 D0 E5 A9 0D 20 7A 79   4010
8E50: 4C 9A 8A 00 00 AD 08 78   2852
8E58: 85 FE AD 09 78 85 FF A2   5675
8E60: 00 A0 00 B1 FE C8 C9 20   5161
8E68: F0 F9 9D 04 98 C9 00 F0   5111
8E70: 43 C9 0D F0 15 C9 3B F0   5112
8E78: 0A E8 B1 FE 9D 04 98 C8   5494
8E80: 4C 71 8E B1 FE C8 C9 0D   5417
8E88: D0 F9 18 98 6D 08 78 8D   3947
8E90: 08 78 AD 09 78 69 00 8D   3161
8E98: 09 78 18 AD 0A 78 69 01   2526
8EA0: 8D 0A 78 AD 0B 78 69 00   2723
8EA8: 8D 0B 78 A9 0D 9D 04 98   3450
8EB0: E0 00 F0 A1 60 00 00 00   2068
8EB8: 4C 49 47 4E 45 20 A2 00   2418
8EC0: BD B8 8E 20 7A 79 E8 E0   5863
8EC8: 06 D0 F5 20 D0 7A 60 00   3729
8ED0: A9 0D 20 7A 79 20 BE 8E   4042
8ED8: A9 00 8D 08 78 8D 0A 78   3100
8EE0: 8D 0B 78 A9 10 8D 09 78   3148
8EE8: AD 0A 78 CD 16 78 D0 08   3723
8EF0: AD 0B 78 CD 17 78 F0 0A   3970
8EF8: 20 1A 8B AD 04 98 F0 02   3821
```

symbole opératoire afin de réaliser un offset. Ainsi, l'instruction:
LDA # CASE + 6
chargera dans l'accumulateur le contenu de la mémoire dont l'adresse est donné par la valeur de «CASE» augmentée de 6.

Les seules opérations autorisées sur les étiquettes sont «+ » et «– », le mot suivant ce signe étant un nombre en héxadécimal à ne pas faire précéder par le symbole «$ ».

Pour ne tenir compte que du poids fort (resp. faible) d'une étiquette, la faire suivre par .H (resp .L).
exemple : si l'étiquette DEBUT vaut 2F3D,
— LDA # DEBUT .H se traduit par LDA # $ 2F
— LDA # DEBUT .L se traduit par LDA # $ 3D

Déclaration d'une étiquette :

- ADRESSE : signifie à l'assembleur de mettre dans l'étiquette «ADRESSE» la valeur du Compteur Ordinàl.
- VALEUR = 34 : signifie à l'assembleur de mettre dans l'étiquette VALEUR le nombre héxadécimal 34.

Les lignes de déclaration d'étiquette ne peuvent pas contenir d'instruction.

Ecriture d'une chaine de caractères

Toute chaine de caractères doit être précédée du symbole >
Remarque : l'instruction CMP # $ « X » signifie comparer le contenu de l'accumulateur au code ASCII de la lettre X.

Ecriture des commentaires

Toutes les lignes d'un fichier source peuvent contenir des commentaires. Ceux-ci doivent être précédés d'un «;». Ce symbole indique à l'assembleur que le reste de la ligne doit être ignoré.

Messages d'erreurs

ERREUR 01 : Un des nombres héxadécimaux ne comporte pas deux chiffres.
ERREUR 02 : Adressage par code ASCII incorrect. Exemple : LDA #$ «V : manque un guillemet.
ERREUR 03 : Le nombre héxadécimal attendu n'a pas été trouvé. Exemple : LDA #$ X : $ introduit un nombre.
ERREUR 04 : étiquette inéxistante.
ERREUR 05 : Valeur trop grande : Exemple : LDA #$ 123.
ERREUR 06 : Registre d'index inconnu ou mal adapté. Exemple : LDA ($ 06),X

ERREUR 07 : Adressage indirect incorrect.
ERREUR 09 : Erreur de syntaxe : signale en général l'existence de caractères inutiles après une instruction correcte.
ERREUR 10 : Code op inéxistant.
— La mnémonique n'éxiste pas.
— L'adressage est incorrect.
ERREUR 11 : Adressage indirect défectueux. Exemple : LDA (AD),X AD pointant en dehors de la page zéro. (AD > 100).
ERREUR 12 : Branchement relatif trop lointain.
ERREUR 14 : Des étiquettes comportent le suffixe .L ou .H alors que l'adressage n'est pas immédiat.
ERREUR 15 : Le suffixe de l'étiquette est incorrect (suffixe différent de .H ou .L).

Quelques conseils relatifs à l'utilisation du moniteur

Les programmes en langage machine devront être placés aux adresses élevées de la mémoire, par exemple à partir de l'adresse 5000, et seront protégés des modifications du basic par l'instruction HIMEM # 5000.

Dans tous les cas, ne pas les placer en page zéro ou en page 4 (de 0000 à 00FF et 0400 à 04FF).

Avant d'exécuter un programme en pas à pas, ne pas oublier d'initialiser les registres internes du 6502, en particulier la pile, en mettant par exemple la valeur FE dans «S». (Si la valeur de «S» est comprise entre 20 et 30, la pile du moniteur détruira celle du programme essayé, et les résultats donnés seront très probablement éronnés.)

Les fonctions de pas à pas (P et C) ne peuvent pas exécuter les routines situés en ROM ou en page 0, 1, 2 et 3 (page des entrées-sorties), c'est-à-dire entre les adresses 0000 à 0400 et C000 à FFFF. Cette restriction est due au fait que ces fonctions modifient temporairement les instructions du programme.

En cas d'erreur, le retour au moniteur peut être effectué par une pression soit sur la touche «escape», soit sur le bouton «reset» situé sous la machine. Ce retour s'effectue à la fin d'une routine dès la rencontre d'une instruction RTS ou BRK.

Ne pas oublier qu'un programme au point, qui fonctionne correctement avec le moniteur et qui est destiné à être utilisé sans lui, ne doit pas contenir d'instruction BRK et doit être terminé par l'instruction RTS. Il

```
8F00: D0 E6 60 20 D0 8E AD 08   4251
8F08: 78 85 FE 8D 0A 78 AD 09   3765
8F10: 78 8D 0B 78 85 FF A0 00   4230
8F18: B1 FE C8 C9 0D D0 F9 18   5337
8F20: D8 98 65 FE 8D 0E 78 A9   4820
8F28: 00 65 FF 8D 0F 78 18 A5   3814
8F30: FE 69 01 85 FE A5 FF 69   5884
8F38: 00 85 FF A0 00 B1 FE D0   6175
8F40: ED 18 A5 FE 69 01 8D 0C   3410
8F48: 78 A5 FF 69 00 8D 0D 78   3532
8F50: 20 70 89 A9 0D 20 7A 79   3422
8F58: 4C 9A 8A 4C 83 90 00 00   2621
8F60: 00 00 00 A9 0D 20 7A 79   2755
8F68: A0 00 B1 FA C8 29 80 F0   5753
8F70: F9 C8 B1 FA 20 67 7A 88   4900
8F78: B1 FA 20 67 7A A0 00 A9   4107
8F80: 2E 20 7A 79 20 7A 79 20   2955
8F88: 7A 79 B1 FA 29 7F 20 7A   4062
8F90: 79 B1 FA C8 29 80 F0 F2   6614
8F98: C8 C8 98 D8 18 65 FA 85   5460
8FA0: FA A5 FB 69 00 85 FB A0   5588
8FA8: 00 4C 5A 90 00 A9 00 8D   3140
8FB0: 28 78 AD 04 98 C9 3A D0   4851
8FB8: 03 4C 2B 88 C9 3E D0 03   3685
8FC0: 4C 01 88 C9 2E D0 01 60   3543
8FC8: 4C 80 8C A9 00 8D 28 78   3514
8FD0: 20 80 83 AD 33 78 8D 16   3511
8FD8: 78 AD 34 78 8D 17 78 AD   4169
8FE0: 28 78 D0 0F BD 00 98 C9   4581
8FE8: 20 F0 04 C9 0D D0 04 20   2925
8FF0: D8 8B 60 A9 08 8D 28 78   3584
8FF8: 20 A6 8D 60 8D 29 78 BD   4474
9000: 00 98 C9 20 F0 F5 C9 0D   5216
9008: F0 F1 A9 09 8D 28 78 60   3818
9010: AD 14 78 C9 14 F0 07 C9   4574
9018: 0B F0 0E 4C 84 79 AD 0C   3530
9020: 02 49 80 8D 0C 02 4C 3E   2196
9028: 79 AD 10 78 C9 80 D0 05   4264
9030: AD 11 78 C9 BB F0 11 38   4313
9038: AD 10 78 E9 28 8D 10 78   3615
9040: AD 11 78 E9 00 8D 11 78   3424
9048: 4C 3E 79 4C 63 8F 60 00   2892
9050: A9 00 8D DF 02 4C 30 7B   3270
9058: 00 00 B1 FA F0 F0 AD 08   5446
9060: 02 C9 38 F0 E6 AD 08 02   3792
9068: C9 38 D0 F9 AD 08 02 C9   4468
9070: 38 F0 F9 AD 08 02 C9 AF   4834
9078: F0 D4 AD 08 02 C9 38 D0   4487
9080: F9 F0 C8 A9 00 85 FA A9   5905
9088: 99 85 FB A0 00 B1 FA F0   6544
9090: 03 4C 4B 90 60 00 00 00   1436
9098: 00 00 00 00 00 00 00 00   0
90A0: C9 2E F0 03 4C 8C 95 4C   3896
90A8: 60 84 20 24 84 BD 00 98   3610
90B0: C9 2E F0 03 4C 80 95 A0   4496
90B8: 00 B9 07 98 C8 C9 20 F0   5349
90C0: F8 C9 23 F0 06 A9 14 8D   4027
90C8: 28 78 60 E8 BD 00 98 C9   5113
90D0: 4C F0 11 C9 48 F0 07 A9   4612
90D8: 15 8D 28 78 E8 60 AD 34   4266
90E0: 78 8D 33 78 A9 00 8D 34   3283
90E8: 78 E8 60 A0 00 B9 07 98   3887
90F0: C8 C9 20 F0 F8 60 00 00   3474
90F8: 00 00 00 00 00 00 00 00   0
9100: 41 53 4C 0A 42 52 4B 00   1846
9108: 43 4C 43 18 43 4C 44 D8   3511
9110: 43 4C 49 58 43 4C 56 B8   3655
9118: 44 45 58 CA 44 45 59 88   3743
9120: 49 4E 58 E8 49 4E 59 C8   4477
9128: 4C 53 52 4A 4E 4F 50 EA   4080
9130: 50 48 41 48 50 48 50 08   2163
9138: 50 4C 41 68 50 4C 50 28   2579
9140: 52 4F 4C 2A 52 4F 52 6A   2942
9148: 52 54 49 40 52 54 53 60   2988
9150: 53 45 43 38 53 45 44 F8   3935
9158: 53 45 49 78 54 41 58 AA   3706
9160: 54 41 59 A8 54 53 58 BA   4175
9168: 54 58 41 8A 54 58 53 9A   3768
9170: 54 59 41 98 02 02 42 43   2085
9178: 43 90 42 43 53 B0 42 45   3306
9180: 51 F0 42 4D 49 30 42 4E   2806
9188: 45 D0 42 50 4C 10 42 56   2629
9190: 43 50 42 56 53 70 02 02   1886
9198: 41 44 43 69 65 75 6D 7D   3792
91A0: 79 61 71 FF 41 4E 44 29   3271
91A8: 25 35 2D 3D 39 21 31 FF   3388
91B0: 41 53 4C FF 06 16 0E 1E   1979
91B8: FF FF FF FF 42 49 54 FF   5946
91C0: 24 FF 2C FF FF FF FF FF   8328
91C8: 43 4D 50 C9 C5 D5 CD DD   6731
91D0: D9 C1 D1 FF 43 50 58 E0   5473
91D8: E4 FF EC FF FF FF FF FF   9096
91E0: 43 50 59 C0 C4 FF CC FF   7240
91E8: FF FF FF FF 44 45 43 FF   5813
91F0: C6 D6 CE DE FF FF FF FF   8762
91F8: 45 4F 52 49 45 55 4D 5D   2903
9200: 59 41 51 FF 49 4E 43 FF   4824
9208: E6 F6 EE FE FF FF FF FF   9082
9210: 4A 4D 50 FF FF FF 4C FF   6865
9218: FF FF FF 6C 4A 53 52 FF   5444
9220: FF FF 20 FF FF FF FF FF   8511
9228: 4C 44 41 A9 A5 B5 AD BD   5717
9230: B9 A1 B1 FF 4C 44 58 A2   4758
9238: A6 B6 AE FF BE FF FF FF   8377
9240: 4C 44 59 A0 A4 B4 AC BC   5727
9248: FF FF FF FF 4C 53 52 FF   6042
9250: 46 56 4E 5E FF FF FF FF   7482
9258: 4F 52 41 09 05 15 0D 1D   948
9260: 19 01 11 FF 52 4F 4C FF   4554
9268: 26 36 2E 3E FF FF FF FF   7162
9270: 52 4F 52 FF 66 76 6E 7E   4502
9278: FF FF FF FF 53 42 43 E9   5694
9280: E5 F5 ED FD F9 E1 F1 FF   8764
9288: 53 54 41 FF 85 95 8D 9D   5268
9290: 99 81 91 FF 53 54 58 FF   5441
9298: 86 96 8E FF FF FF FF FF   8510
92A0: 53 54 59 FF 84 94 8C FF   6106
92A8: FF FF FF FF 02 02 02 02   2602
92B0: 02 02 02 02 02 02 02 02   72
92B8: 02 02 02 02 02 02 02 02   72
92C0: 00 5C 1D 21 2C 70 81 00   2198
92C8: 00 50 00 50 02 00 02 02   520
92D0: 02 02 02 02 02 02 02 02   72
92D8: 02 02 02 02 02 02 02 02   72
92E0: 02 02 02 02 02 02 02 02   72
92E8: 02 02 02 02 02 02 02 02   72
92F0: 02 02 02 02 02 02 02 02   72
92F8: 02 02 02 02 02 02 02 02   72
9300: 00 00 00 30 00 F5 00 00   1662
9308: 00 00 00 00 00 00 00 00   0
9310: 00 00 00 00 00 00 00 00   0
9318: 00 00 00 00 00 00 00 00   0
9320: 00 00 00 00 00 00 00 00   0
9328: 00 00 00 00 00 00 00 BA   1488
9330: 00 00 00 00 00 00 00 00   0
9338: 00 00 00 00 00 00 00 00   0
9340: 00 E2 00 03 B3 5E 66 4A   3229
9348: 80 FA 00 3A 65 28 04 CF   3289
9350: 11 B5 90 73 4B 80 5B 8D   4179
9358: 0D 00 00 E0 00 00 00 00   909
9360: 00 00 00 00 00 00 00 00   0
9368: 00 00 00 00 00 00 00 00   0
9370: 00 00 00 00 00 00 00 00   0
9378: 00 00 00 00 00 00 00 00   0
9380: 00 00 00 F4 00 8D 00 00   1822
9388: 00 00 00 00 00 00 00 00   0
9390: 00 00 00 00 00 00 00 00   0
9398: 00 00 00 00 00 00 00 00   0
93A0: 00 00 00 00 00 00 00 00   0
93A8: 00 00 00 00 00 00 00 96   1200
93B0: 00 00 00 00 00 00 00 00   0
93B8: 00 00 00 00 00 00 00 00   0
93C0: 00 8D 77 8F 80 97 8B 7D   4730
93C8: 97 7C 00 8A 7D 97 8E 7B   4460
```

pourra alors être appelé à partir du BASIC par une instruction CALL ou à partir d'une routine en langage machine par JSR.

Conclusion

Nous espérons que vous n'abandonnerez pas le travail fastidieux qu'est la frappe des 8 pages de caractères.

Ce logiciel vous sera alors sans doute très utile pour l'exploitation de prochaines réalisations et vous aidera peut-être aussi à developper vos propres routines en assembleur.

M. DUCAMP

93D0:	83	8B	81	7D	82	87	8F	7D	4757
93D8:	76	81	94	88	00	00	00	00	1364
93E0:	00	00	00	00	00	00	00	00	0
93E8:	00	00	00	00	00	00	00	00	0
93F0:	00	00	00	00	00	00	00	00	0
93F8:	00	00	00	00	00	00	00	00	0
9400:	4C	14	94	0D	42	4F	52	4E	2614
9408:	45	20	49	4E	46	45	52	49	2586
9410:	45	55	52	45	A2	00	BD	03	2918
9418:	94	20	7A	79	E8	E0	11	D0	5349
9420:	F5	20	D0	7A	AD	16	78	8D	4386
9428:	00	78	AD	17	78	8D	01	78	3264
9430:	4C	44	94	0D	42	4F	52	4E	2710
9438:	45	20	53	55	50	45	52	49	2694
9440:	45	55	52	45	A2	00	BD	33	3302
9448:	94	20	7A	79	E8	E0	11	D0	5349
9450:	F5	20	D0	7A	AD	16	78	8D	4386
9458:	02	78	AD	17	78	8D	03	78	3280
9460:	4C	71	94	0D	41	20	44	45	2343
9468:	50	4C	41	43	45	52	20	45	2308
9470:	4E	A2	00	BD	63	94	20	7A	3741
9478:	79	E8	E0	0E	D0	F5	20	D0	5711
9480:	7A	AD	16	78	8D	04	78	AD	3967
9488:	17	78	8D	05	78	4C	A3	94	4087
9490:	0D	44	45	42	55	54	20	44	2317
9498:	55	20	50	52	4F	47	52	41	2632
94A0:	4D	4D	45	A2	00	BD	90	94	4412
94A8:	20	7A	79	E8	E0	13	D0	F5	6217
94B0:	20	D0	7A	AD	16	78	8D	06	3371
94B8:	78	AD	17	78	8D	07	78	4C	3210
94C0:	D3	94	0D	46	49	4E	20	44	2427
94C8:	55	20	50	52	4F	47	52	41	2632
94D0:	4D	4D	45	A2	00	BD	C2	94	4762
94D8:	20	7A	79	E8	E0	11	D0	F5	6205
94E0:	20	D0	7A	AD	16	78	8D	08	3387
94E8:	78	AD	17	78	8D	09	78	20	2870
94F0:	F3	94	60	AD	06	78	85	04	3232
94F8:	AD	07	78	85	05	A0	00	B1	3480
9500:	04	20	F5	7D	20	8E	7E	E0	4989
9508:	02	D0	4E	A0	01	B1	04	85	3451
9510:	06	C8	B1	04	85	07	CD	01	3103
9518:	78	D0	05	A5	06	CD	00	78	3431
9520:	90	37	AD	03	78	C5	07	D0	4280
9528:	05	AD	02	78	C5	06	90	29	3194
9530:	38	A5	06	ED	00	78	85	06	3051
9538:	A5	07	ED	01	78	85	07	18	2533
9540:	A5	06	6D	04	78	85	06	A5	3280
9548:	07	6D	05	78	85	07	A0	01	2555
9550:	A5	06	91	04	A5	07	C8	91	4055
9558:	04	38	8A	65	04	85	04	A9	3132
9560:	00	65	05	85	05	AD	09	78	2835
9568:	C5	05	D0	05	AD	08	78	C5	4180
9570:	04	90	03	4C	FD	94	60	00	3430
9578:	00	00	BD	00	98	4C	AA	90	4125
9580:	BD	00	98	C9	2B	F0	13	C9	4845
9588:	2D	F0	43	60	C9	2B	F0	07	4109
9590:	C9	2D	F0	03	4C	41	84	4C	3325
9598:	60	84	AD	33	78	8D	00	78	3489
95A0:	AD	34	78	8D	01	78	E8	20	3806
95A8:	97	84	18	AD	33	78	6D	00	2917
95B0:	78	8D	33	78	AD	34	78	6D	3924
95B8:	01	78	8D	34	78	BD	00	98	3822
95C0:	C9	0D	F0	09	C9	20	F0	05	3900
95C8:	A9	09	8D	28	78	60	E8	AD	4954
95D0:	33	78	8D	00	78	AD	34	78	3676
95D8:	8D	01	78	20	97	84	38	AD	3954
95E0:	00	78	ED	33	78	8D	33	78	3918
95E8:	AD	01	78	ED	34	78	8D	34	3866
95F0:	78	BD	00	98	C9	0D	F0	D5	5573
95F8:	C9	20	F0	D1	D0	CA	00	00	4073
9600:	20	E0	80	A9	0A	8D	6A	02	3194
9608:	AD	08	02	C9	38	D0	F9	A9	5622
9610:	02	8D	6A	02	60	A0	00	B1	3466
9618:	FA	C8	29	80	F0	F9	60	EA	6523
9620:	20	15	96	C8	C8	98	18	65	4212
9628:	FA	85	FA	A5	FB	69	00	85	4875
9630:	FB	4C	71	84	00	00	00	00	1270
9638:	A5	FA	85	FE	A0	00	B1	FA	6119
9640:	F0	03	4C	F8	83	68	68	68	4305
9648:	A9	04	8D	28	78	60	00	00	1936
9650:	AD	0C	02	29	7F	C9	7F	F0	5017
9658:	05	A9	FF	8D	0C	02	A9	02	2943
9660:	8D	6A	02	4C	21	7B	00	00	1566
9668:	00	00	A9	BA	8D	2F	93	A9	4619
9670:	96	8D	AF	93	A9	28	8D	4D	4233
9678:	93	A9	97	8D	CD	93	60	A0	5361
9680:	00	A5	FC	85	FE	A5	FD	85	6713
9688:	FF	20	A7	96	B0	17	A5	FE	5625
9690:	18	69	01	85	FE	A5	FF	69	5654
9698:	00	85	FF	A0	00	B1	FE	C9	6119
96A0:	0D	D0	E6	18	60	38	60	B9	4183
96A8:	04	98	D1	FE	D0	0A	C8	B9	5931
96B0:	04	98	C9	0D	D0	F4	38	60	4627
96B8:	18	60	A9	00	8D	0A	78	8D	3456
96C0:	0B	78	A9	00	85	FC	A9	10	4246
96C8:	85	FD	20	AA	84	20	7F	96	4356
96D0:	B0	2F	A0	00	B1	FC	C8	C9	6155
96D8:	0D	D0	F9	18	98	65	FC	85	5466
96E0:	FC	A5	FD	69	00	85	FD	18	4522
96E8:	AD	0A	78	69	01	8D	0A	78	2854
96F0:	AD	0B	78	69	00	8D	0B	78	2858
96F8:	A0	00	B1	FC	C9	00	D0	CD	5800
9700:	60	A9	0D	20	7A	79	AD	0B	3236
9708:	78	20	67	7A	AD	0A	78	20	3002
9710:	67	7A	A9	20	20	7A	79	20	2977
9718:	7A	79	A0	00	B1	FC	C9	0D	4752
9720:	F0	B0	20	7A	79	C8	D0	F4	6389
9728:	20	D0	7A	A9	00	8D	0A	78	3366
9730:	8D	0B	78	A9	00	8D	08	78	3061
9738:	A9	10	8D	09	78	AD	0A	78	3328
9740:	CD	16	78	D0	06	AD	0B	78	3546
9748:	CD	17	78	F0	0C	20	1A	8B	3117
9750:	A0	00	B1	FE	F0	06	4C	3D	3963
9758:	97	4C	76	8B	60	60	20	F5	4453
9760:	8D	A9	00	8D	08	78	A9	10	3114
9768:	8D	09	78	A9	0D	20	7A	79	3274
9770:	4C	9A	8A	00	00	00	00	00	798
9778:	00	00	00	00	00	00	00	00	0
9780:	AE	C4	92	9A	AE	C1	92	AC	6046
9788:	C1	92	AD	C3	92	48	28	AD	4610
9790:	C0	92	6C	C5	92	00	00	00	2326
9798:	00	00	00	00	00	00	00	00	0
97A0:	55	55	55	55	55	55	55	55	3060
97A8:	55	55	55	55	55	55	55	55	3060
97B0:	55	55	55	55	55	55	55	55	3060
97B8:	55	55	55	55	55	55	55	55	3060
97C0:	55	55	55	55	55	55	55	55	3060
97C8:	55	55	55	55	55	55	55	55	3060
97D0:	55	55	55	55	55	55	55	55	3060
97D8:	55	55	55	55	55	55	55	55	3060
97E0:	55	55	55	55	55	55	55	55	3060
97E8:	55	55	55	55	55	55	55	55	3060
97F0:	55	55	55	55	55	55	55	55	3060
97F8:	55	55	55	55	55	55	55	55	3060

SGS-ATES s'attaque au marché professionnel des alimentations à découpage et celà « bille en tête » ! Jugez plutôt :

— 160 W dans la paume d'une main !

— Environ 400 F HT à l'unité pour Vin max 48 V !

Une famille composée de six membres (tableau 1) nécessitant seulement de 11 à 12 trous pour implantation sur circuit imprimé et rien de plus.

Encapsulés dans un boîtier alu formant à la fois un dissipateur thermique et une protection contre les radiations (100 kHz).

160 W dans le creux de la main

En **figure 1** sont regroupés toutes les pins des six modules :

1) Règlage de la tension de sortie (GS R400 V).

2) Sortie tension (tous types).

3 et 4) S +, S– : pour sortie à 4 fils (tous types).

5 et 6) Respectivement masses de sortie et d'entrée (tous types).

7) Tension d'entrée (filtrée mais pas stabilisée, tous types).

8) RT : Sortie à collecteur ouvert offrant un signal 100 ms après stabilisation de la sortie (GS-R405 S uniquement).

9) INH : Inhibition :

— un signal logique TTL arrête l'alimentation ;

— un signal logique bas la redémarre.

Utilisation

La famille GE-R4XX est du type « abaisseur » (step down) et par conséquent la tension d'entrée devra être toujours plus élevée que la tension de sortie et cela dans les limites suivantes :

— Pin supérieure de 3 V à Vout ; soit 8 V pour GSR405S et 405.

L'entrée maximale pour tous les types : 48 V, soit pour le GS-R400V, 40 V en sortie avec Imax 4A ce qui nécessite un dissipateur thermique supplémentaire puisque son boîtier alu ne permet que 10 W de dissipation. Les pins S + et S – sont destinées à compenser la chute de tension pour des charges éloignées (**figure 2**); dans le cas des charges très rapprochées (sur circuit imprimé notamment), le câblage s'effectuera selon la **figure 3**.

Aux quatres coins des modules, quatre pins de fixation qui ne devront en aucun cas être reliées à l'une ou l'autre masse. En effet, intérieurement la sortie S– est reliée à la

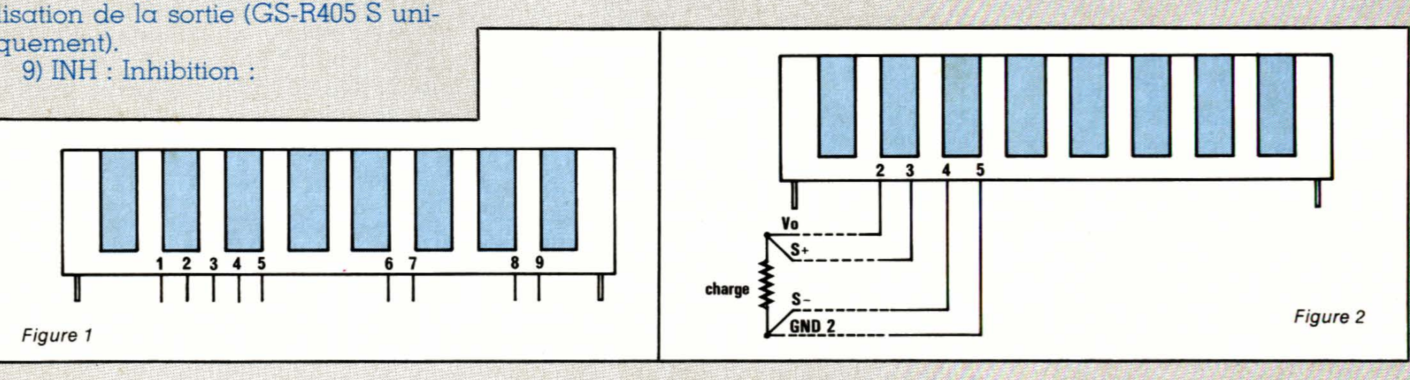


Figure 1

Figure 2

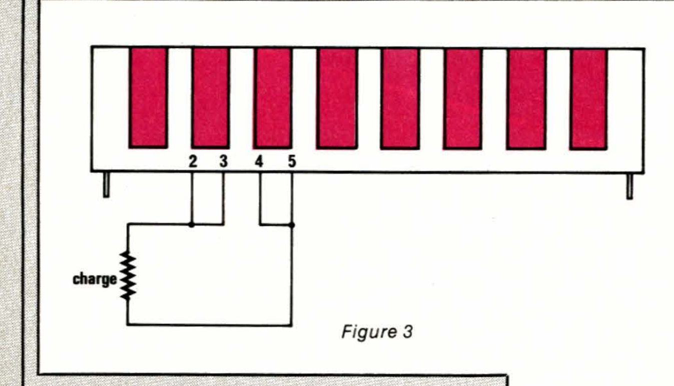


Figure 3

Sortie stable, le reset passe à l'état haut
Transitoire au-dessus du seuil de reset (ignoré par le L 296)
Une interruption de la tension d'alimentation provoque un reset du micro-ordinateur
Seuil de reset
Au-dessous de ce seuil, le micro-ordinateur est inhibé immédiatement
Tension stabilisée
Signaux de reset
Délai
Délai

Figure 4

1 2 3 4 5
0 à 18 k max
5,1 V à 40 V

Figure 5

Rampe de sortie de l'ampli d'erreur (soft start)
Sortie de l'oscillateur
Tension de sortie nominale de l'amplificateur d'erreur
Courant de sortie
Rampe d'établissement du courant de sortie

Figure 6

masse de sortie (pin 5, GND2), et dans les alimentations à découpages la recirculation des courants est de première importance.

Comme évoqué dans la description des 9 pins, la pin 9 justement est intéressante : elle peut être activée (inhibited) par la logique TTL, N MOS et C MOS par une tension maxi de 5,5 V (500 µA) ce qui stoppe l'alimentation (donc télécommandable). Pour la faire redémarrer, un zéro la refera repartir en douceur (soft start) ce qui supprime les désagréables « clocs » dans les HP des chaînes HiFi, par exemple.

La pin RT (8) uniquement sur GS-R405S émet un signal de sortie lorsque Vout atteint sa valeur nominale à ± 100 mV. Ceci est très important dans les systèmes à microprocesseurs car ce signal indique que l'alimentation ne délivrera jamais moins de 4,9 V et plus de 5,2 V évitant ainsi les transitoires de commutation marche-arrêt **(figure 4).**

En ce qui concerne le GS-R400V (pin I) la **figure 5** montre comment on règle la tension de sortie de 5,1 V à 40 V.

Les protections

Thermique

Intérieurement un système arrêtera le module (tous types) lorsqu'il atteint 150 °C. Le réenclenchement s'effectuera lorsque la température sera retombée à 130 °C. Ces hautes températures évitent des interruptions intempéstives lors d'utilisation dans un environnement sévère.

Court-circuit en sortie

Connexion accidentelle de la sortie + à la masse, ou surcharge en intensité : l'alimentaion se met à genou et testera en permanence si le défaut est toujours présent. Dès sa disparition, l'alimentation redémarrera en douceur **(figure 6).**

Court-circuit de la charge

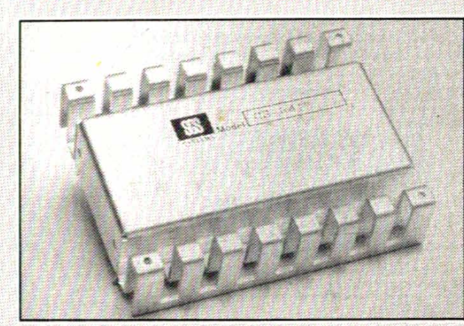
Un système (CROW-BAR), littéralement : bâton dans les roues, teste continuellement la tension de sortie (tous types) et dès qu'elle a dépassé la valeur prédéterminée de 20 %, court-circuite le + sortie à la masse protégeant ainsi ce qui est alimenté par la sortie ainsi que ce qui alimente le GS-R4XX puisque dans ces conditions l'entrée du module absorbe environ 500 mA (testé par l'auteur). Comme signalé au cours de cet article, la dissipation thermique ne peut jamais dépasser 10 W sans adjonction d'un dissipateur externe qui correspondent à une température d'environ 60 °C au-dessus de la température ambiante. Donc chaque utilisateur observera bien ce point, sachant qu'aux 4 coins du boîtier alu du module sont prévus 4 trous de 2 mm de diamètre permettant un bon contact avec un dissipateur externe.

Les différentes applications

Des quelques applications que l'auteur a testées, il ressort une faci-

lité d'utilisation ne nécessitant que le minimum de protection. Toutefois, il en existe une d'importance. Lorsque la ligne alternative attaquant les diodes de redressement puis le condensateur de filtrage verra une fréquence supérieure à 100 Hz (avec le 380 V triphasé on atteint déjà 300 Hz !) les fils d'alimentation des modules devront être le plus court possible, sinon, ils provoqueraient des oscillations du filtre RC d'entrée pouvant le détruire, la **figure 7** montre l'application la plus courante.

Le lecteur remarquera les filtres LC intercalés : ils sont nécessaires pour diminuer les « PICS » de commutation superposés à la tension continue en sortie **(figure 8 et 9).**



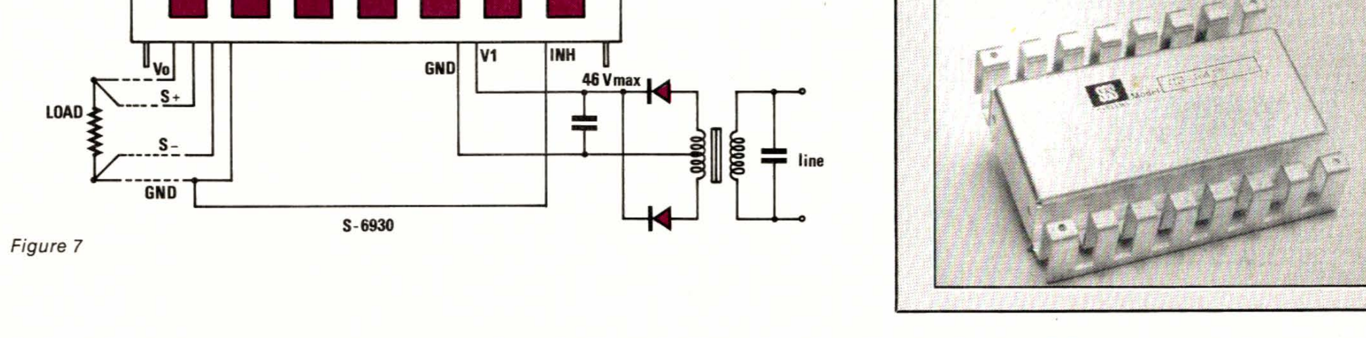


Figure 7

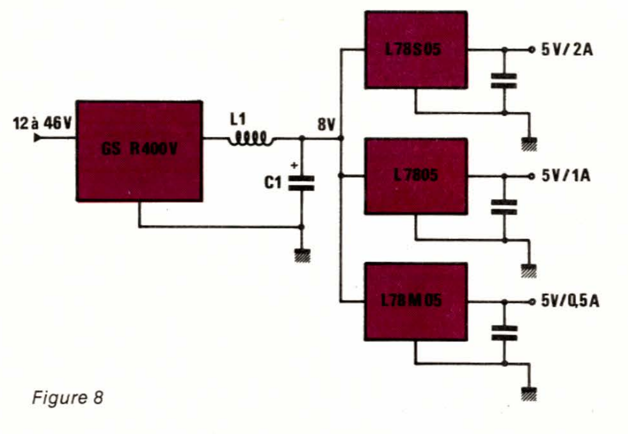


Figure 8

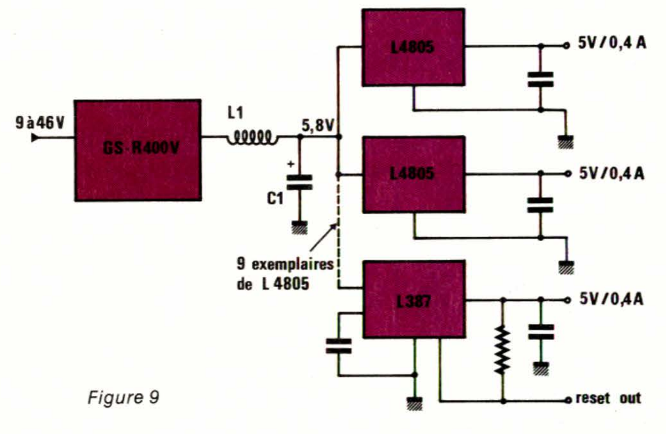


Figure 9

type	V sortie	I sortie A mini	max	sortie reset	mV/A régulation charge	rendement
GS - R 405 S	5,1 V	0,2	4	oui	20	75%
GS - R 405	5,1 V			non	20	75%
GS - R 412	12 V				40*	85%
GS - R 415	15 V				60	90%
GS - R 424	24 V				90	90%
GS - R 400 V	5,1 à 40 V				20 / 90	75 à 90%

* Testé

Tableau 2 : GS-R415

V entrée	I entrées	V sortie	I sortie	Rdt	Régulation charge m V/V	mV/A
18 V	2,6 A	14,85	3 A	95 %	13,5	67
20 V	2,4 V	14,84	3 A	93 %	13,5	67
25 V	2 A	14,83	3 A	89 %	13,5	67
30 V	1,7 A	14,83	3 A	87 %	13,5	67

Conclusion

La plupart des essais menés par l'auteur, avec un exemplaire GS-R415, ont été satisfaisants. Toutes les figures ont été testées sauf la **figure 10** (l'auteur ne disposant pas d'un camion !).

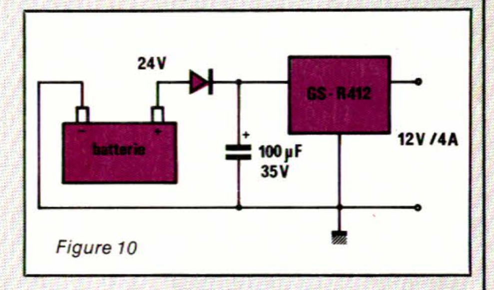


Figure 10

Pour terminer, **le rendement :** le tableau 2 vous donne les mesures effectuées par l'auteur, 95 % pas mal n'est ce pas ?

L'auteur travaille sur un projet ambitieux avec ces produits. A bientôt dans les pages RP.

SCHULTZ

A l'écoute de « THE CHIP SHOP »

Si la première série d'émissions THE CHIP SHOP a bien été diffusée sur le réseau GO de la BBC (Radio 4), c'est désormais en PO (Radio 1) que l'on peut capter le BASICODE anglais. Deux fréquences sont utilisées simultanément : 1 053 et 1 089 kHz, ce qui permet une « diversité » de réception intéressante.

L'émetteur est moins puissant (150 kW) que son collègue des Pays-Bas, mais l'existence d'un parcours « maritime » peut améliorer la propagation.

C'est à 6 h 55, heure anglaise, le samedi et le dimanche matin que sont transmis les programmes BASICODE : une bonne heure en matière de calme radioélectrique (pas d'harmoniques ligne de téléviseurs), mais avec le risque d'un fading préjudiciable au bon décodage des programmes. Des essais s'imposent donc sur les deux fréquences, sans qu'il soit pour cela nécessaire de se lever tôt : un temporisateur très simple peut commander les opérations !

Quels que soient les résultats obtenus, persévérez : des variations minimes dans les conditions météorologiques peuvent modifier profondément les conditions de réception.

Nous reproduisons ici notre carte de France du N° 444, enrichie des courbes équidistantes de l'émetteur de Droitwich : nos lecteurs Normands et Bretons noteront avec intérêt que le BASICODE se rapproche d'eux ! En région parisienne, les conditions de réception devraient s'apparenter à celles du BASICODE néerlandais. Bonne propagation à tous !

Patrick GUEULLE.





Toutes les couleurs sur l'écran de l'ORIC !

Certaines publicités relatives à l'ORIC font état de seize couleurs, peut-être parce que huit couleurs d'encre peuvent se combiner à huit couleurs de papier, mais nous devons avouer ne jamais être arrivé à atteindre ce chiffre de seize en comptant les nuances disponibles, qui sont NOIR, ROUGE, VERT, JAUNE, BLEU, MAGENTA, CYAN et BLANC.

Par contre, un petit artifice fort simple permet d'obtenir à peu près toutes les teintes imaginables, de l'orange au marron en passant par le beige et le mauve !

Après tout, n'importe quel téléviseur normalement constitué peut reconstituer une foule de couleurs à partir de ses trois canons rouge, vert et bleu...

Les mystères du code ASCII 126

Dans le manuel de l'ORIC, la liste des caractères ASCII s'arrête au code 125.

La curiosité étant souvent récompensée, lançons un :

PRINT CHR$ (126)

et constatons qu'un petit carré gris apparaît.

En noir et blanc « informatique », le gris est habituellement obtenu en faisant voisiner de très petits points noirs et blancs, comme sur les photographies de presse. Et précisément, le caractère 126 ressemble, de près, à un petit damier.

Les cases blanches sont bien sûr de la couleur du « papier », alors que les cases noires épousent la couleur de « l'encre ». Et si nous altérions ces deux couleurs ?

En télévision couleur, le jaune est obtenu en juxtaposant un point rouge et un point vert. Avec l'ORIC, nous pouvons juxtaposer huit couleurs d'encre et huit couleurs de papier. Certes ces deux jeux de teintes sont identiques, mais comme les cases noires du damier sont un peu plus grandes que les cases blanches

(à cause du temps de réponse des circuits vidéo du récepteur), nous n'obtiendrons pas exactement la même nuance si nous échangeons tout simplement les couleurs d'encre et de papier...

Sur un total théorique de 8 × 8 soit 64 nuances possibles, il faut retrancher huit combinaisons « doubles » pour lesquelles les couleurs d'encre et de papier sont les mêmes (en fait, les couleurs de base de l'ORIC).

Il reste tout de même 56 possibilités distinctes !

Bien sûr, certaines des teintes obtenues ne sont pas très agréables, bien sûr certaines produisent une sorte de scintillement sur l'écran, mais il reste un très vaste domaine à explorer !

Un logiciel multicolore

Ce petit programme fait défiler sur l'écran TV des bandes de toutes les couleurs pouvant être obtenues par la méthode décrite.

Il utilise les classiques (et rébarbatifs !) attributs série ainsi que l'inévitable code ESCAPE (CHR$(27)).

Cependant, il est bien rare d'avoir besoin d'autant de couleurs à la fois.

```
10 FOR F=80 TO 87
20 FOR G=64 TO 71
30 PRINT CHR$(27); CHR$(F);
40 PRINT CHR$(27); CHR$(G);
50 PRINT CHR$(27); CHR$(72);
60 FOR H=1 TO 36
70 PRINT CHR$(126);
80 NEXT H
90 PRINT
100 NEXT G
110 NEXT F
120 REM COPYRIGHT 1983 P.GUEULLE
```

A la limite, il suffit souvent de spécifier une couleur INK, une couleur PAPER, et de savoir que des carrés d'une troisième couleur pourront être placés n'importe où sur l'écran grâce à des PLOT X, Y CHR$(126).

L'avantage du procédé est qu'aucun attribut n'est mis à contribution, avec toutes les lourdeurs que cela suppose. Il est tout de même important de noter que la même combinaison peut mener à des résultats très différents d'un récepteur à l'autre, en fonction des réglages, de la marque du tube cathodique, et de l'âge du poste. Des différences n'apparaissant guère sur les couleurs « primaires » deviennent évidentes sur certains mélanges.

Qui n'a jamais constaté, dans un magasin à grande surface, l'ampleur des différences affectant par exemple les teintes des visages d'un poste à un autre, alors que la classique mire est reproduite avec une imperturbable qualité ?

Quoi qu'il en soit, ce petit artifice peut améliorer très nettement la présentation de bien des images composées par l'ORIC !

Patrick GUEULLE

Infos

Beckman ajoute un capacimètre digital à sa gamme circuitmate

Afin d'agrandir encore sa gamme d'apppareils de mesure digitaux BECKMAN introduit sur le marché français le CAPACIMÈTRE CM 20.

Le capacimètre constitue un premier pas dans la diversification voulue par la Société, d'autres appareils de mesure tels que fréquencemètre, générateur de fonctions, oscilloscopes viendront dans les mois qui suivent, compléter cette gamme.

Le CM 20 a l'aspect extérieur d'un multimètre digital avec une fonction unique. Simple et précis, il peut mesurer des capacités allant de 0,1 pF à 2 000 µF. Il présente huit gammes de mesures allant de 200 pF à 2 000 µF, commutables grâce à un sélecteur rotatif.

L'affichage LCD, 3 1/2 digit est extrêmement clair et lisible.

Il est protégé contre les surtensions et possède un indicateur de pile déchargée (Affichage LO-BAT).

Un potentiomètre de réglage de zéro permet de garantir une excellente précision même sur les valeurs très faibles de capacité.

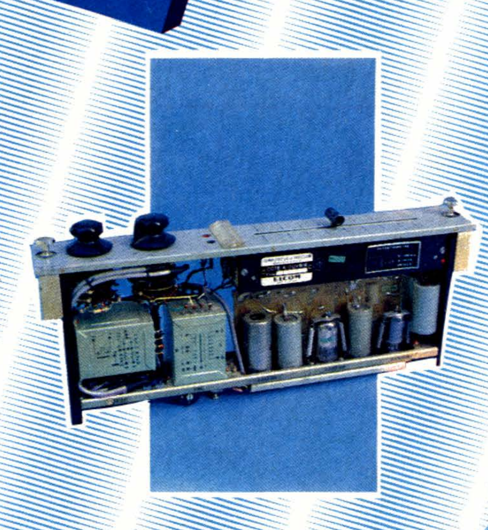
La précision standard est de 0,5 % de 200 pF à 20 µF, de 1 % sur le calibre 200 µF et 2 % sur 2 000 µF.

Deux types de support sont fournis avec l'appareil : un support pour les petits condensateurs à sorties axiales ou radiales ou bien bornes standard pour fiches banane. Le CM 20 est alimenté par une pile 9 V standard ou par adaptateur secteur 7,5 V-100 mA (en option).

Le domaine d'applications de cet appareil est essentiellement le dépannage, la mesure des capacités inconnues (par exemple câbles coaxiaux) ou capacités non marquées dans un lot en contrôle d'entrée.



Introduction à la réalisation d'une console de mélange audio, entièrement modulaire

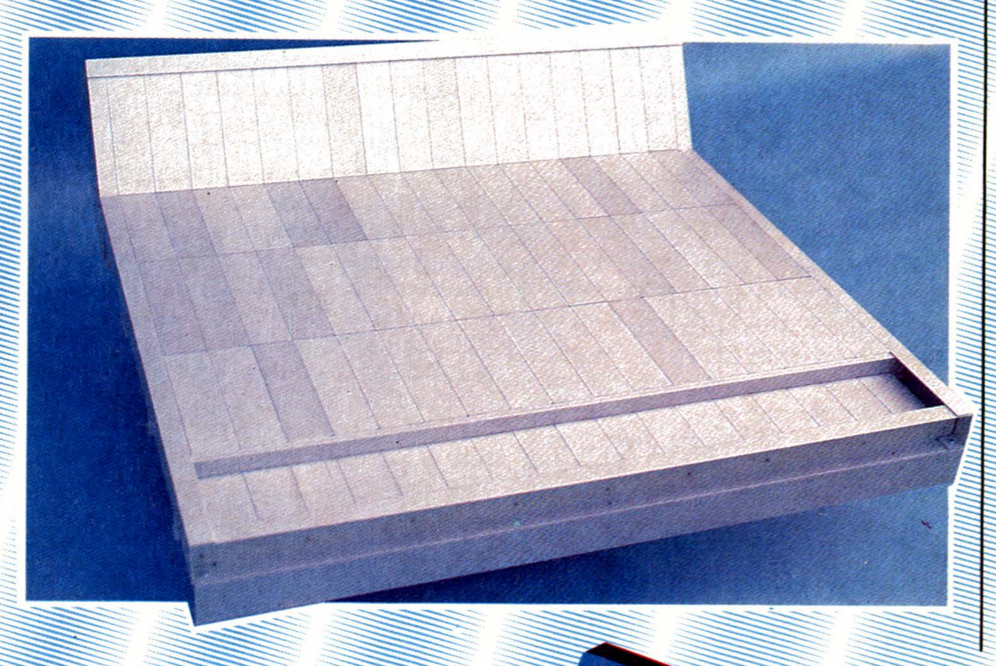


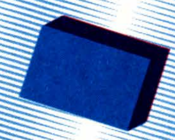
L'aventure à laquelle nous vous proposons de participer, ne fait pas partie des « réseaux touristiques » classiques : RADIO PLANS innove pour vous une grande expédition guidée dans l'univers fantastique des consoles de mélange audio.

Le trajet se fera par étapes succesives, dont les difficultés auront été préalablement soigneusement dosées, et les problèmes insolubles dilués. A la fin du voyage, chacun possèdera SA console, spécifiquement adaptée à ses propres besoins. Du petit modèle de reportage au monstre de studio multipistes en passant par les méandres des régies discothèque, d'émission radio, de montage cinéma et vidéo, de la scène et des sonorisations de lieux de culte, tout sera visité ; grâce à la MODULARITÉ.

Pour tout bagage, il suffit d'emporter avec soi ses envies et sa passion. RADIO PLANS fournit les bottes de sept lieues, et lève le secret des Grands Chemins.

Prets ? Le départ est immédiat !





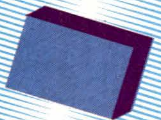


Généralités

Le lecteur qui s'est déjà brûlé les yeux sur un schéma synoptique d'une console multipistes, doit se dire que pour aborder un tel sujet il faut être soit fou, soit passionné, soit avoir une solide expérience dans ce domaine. C'est vrai et l'auteur est tout celà à la fois. Depuis plus de dix ans il machette laborieusement dans la jungle des tabous et des secrets de l'audio pro. Il est loin de l'avoir traversée, mais il est arrivé à une aire de repos où l'envie de concrétiser son savoir et d'en faire profiter les lecteurs de RADIO PLANS, lui est apparue nécessaire.

Le projet était certes ambitieux, et l'ampleur de la tâche donnait le vertige. Aussi s'est-il entouré de Maitres pour assurer à la fois facilité de réalisation et qualité d'informations. Il tient à nommer monsieur Claude CHARRIER, les sociétés PAS et DADEAU, ainsi que monsieur MIKOSKA de la société STUDER et monsieur MILLERIOUX de la société MILLERIOUX, qui, par leur aimable collaboration et leur efficience, ont rendu possible cette entreprise.

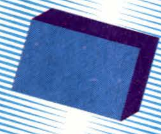
Le plus difficile, quand on aborde le choix d'une table de mélange quelle qu'elle soit, est de savoir ce que l'on désire exactement : tracer le cahier des charges de ses besoins. C'est pourquoi, avant de foncer sur le fer à souder, nous allons définir les principaux cas de figures possibles et voir comment, au niveau « réalisateur », tous sont envisageables.



La petite console de reportage

Nous commencerons par elle car elle est susceptible d'interesser la majorité des lecteurs possèdant un bon magnétophone et souhaitant l'exploiter sur le terrain des manifestations.

Elle comporte en général peu de voies, se passe aisément de correcteurs de tonalité ; mais doit par contre avoir une bande passante très large (tout en étant protégée des nuisances pouvant provenir d'émetteurs radio) et un niveau de bruit des plus performants alliés à une souplesse d'utilisation et à une robustesse mécanique à toutes épreuves. Cette petite merveille est très rare sur le marché : les constructeurs ont sans doute peur d'être obligés d'afficher un prix élevé pour « peu de boutons », et il est très difficile même de savoir qui en fabrique. Comblons cette lacune en citant (pour les modèles allant jusqu'à six voies) GIRARDIN, PERFECTONE et STELLAVOS. Si votre budget ne comporte pas assez de zéros, restez avec nous car vos souhaits seront comblés sans pour autant soumettre votre porte-feuille à la « question ». Dans le cas contraire consultez-les, vous ne craindrez pas l'erreur.



La régie discothèque

Là, la configuration est toute autre. Les sources de modulation proviennent essentiellement de tables tourne-disques ou de magnétophones. Une voie micro est indispensable pour le disc-jockey. Le nombre d'entrées micro supplémentaires est variable et fonction des status du night-club : envisage-t-il de presenter des spectacles et de quelle envergure ? Si l'établissement souhaite accueillir des groupes vocaux ou instrumentaux, une demi douzaine de voies seront les bienvenues. Par contre, si le seul impact musical est visé, on prévoira également 3 platines tourne-disques, 2 voies magnétophone et 3 départs jingle. Toutes ces configurations seront possibles avec les modules que nous décrirons, en sachant toutefois que nous considérerons comme identiques les voies tourne-disques et magnétophone et les appellerons « lignes stéréo ». L'égalisation et l'adaptation en niveau se fera, pour les cellules magnétiques, au travers d'un préampli approprié comme le AC DISCO (voir RP nº 441 et 442). « LE SON » pourra être construit à l'aide d'un AC PARAM, mais un correcteur stéréo très complet sera décrit dans nos colonnes et pourra suffire.

L'agencement d'une telle table fait immédiatement penser à ses consoeurs que l'on rencontre dans les stations de radio ou dans les studios de cinéma faisant de la post-synchronisation.



La console d'émission radio

Deux grands spécialistes se sont attachés efficacement à ce problème et modulent votre tuner : STUDER et GIRARDIN, SCHLUMBERGER aussi. Déjà à ce stade d'utilisation, la modularité est de rigueur ; c'est la seule façon qui permette à un constructeur d'être en mesure d'avoir à son catalogue des réalisations clé-en-mains idéalement adaptées aux besoins de ses clients.

La configuration spécifique d'une station de radio est toujours particulière, mais se définit surtout par sa régie « musicale » (identique à une discothèque), par ses circuits de modulation micros plus complets (fonction du nombre et de l'importance respective des studios), par ses circuits de signalisation (vitaux) et d'automatisme (par exemple coupure des retours studio sur haut-parleur dès qu'un ou plusieurs micros sont «on air » ou « on » tout court !) enfin par ses insertions téléphoniques. Sur ce dernier point nous resterons cois, non qu'il n'y ait rien à dire ou à faire, mais parce que le problème est trop particulier pour intéresser une majorité de lecteurs. Les modules que nous décrirons pourront servir — pris individuellement ou combinés — à la majorité des lecteurs se posant un problème audio. Les insertions téléphoniques seront de ce fait, exclues.

Pour le cinéma et la vidéo, la structure reste identique à la répartition des voies près, seul le téléphone n'a pas lieu d'être.



La console de scène

Il existe sur le marché une multitude de produits et il est souvent difficile d'y trouver celui dont on a justement besoin ! L'époque où « la sono » était strictement réservée au mélange des micros« chant », est maintenant largement révolue. Seules quelques petites formations axées sur le musette peuvent se contenter de consoles ayant leurs entrées à haute impédance et à sensibilité fixe : la table de mélange est sur la scène, au milieu des musiciens, les câbles micros sont courts, et les réglages constants tout au long de la prestation. En général, l'amplification de puissance est incorporée et une enceinte sert de retour.

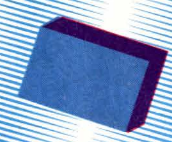
Dès l'instant où il s'agit de recycler la batterie, les synthés, la basse etc..., ces modèles ne peuvent plus convenir. On commence par emmener la console dans la salle et il devient impératif de tirer un multipaires. Bien évidemment les entrées doivent être à basse impédance et de préférence symétriques. On cherche ensuite à profiter de la multitude des sources pour diffuser en stéréo, puis vient l'envie de sous-grouper certaines modulations (les voies batterie entre autres), de proposer plusieurs programmes de retours adaptés spécifiquement aux musiciens, etc...

Comme souvent les budgets sont limités, on cherche en catalogue le modèle ayant le meilleur rapport possibilités-prix, et c'est régulièrement la désolation dès les premières sessions. Le preneur de son passe pour un minable, on accuse les salles d'être toutes infectes, on prévoit de changer de disposition la prochaine fois, et... on finit par acheter un équaliseur... La « purée » commence ! Vous voulez connaître l'épilogue ? Au bout de trois ans, l'orchestre a deux camions de matériel inadapté qui lui ont coûté très cher, trop cher, et le résultat est encore loin de ce que l'on avait rêvé au tout début. L'histoire n'est pas très gaie mais réelle, et bien des lecteurs musiciens en conviendront.

Que faire ? Augmenter son budget de départ n'est pas toujours possible ni souhaité : en effet, des climats de tension peuvent apparaître au sein d'un groupe à cause d'un investissement difficile à couvrir. Se limiter en possibilités ? Ce peut être une solution raisonnable et il faut se souvenir qu'il est moins coûteux de revendre (même à bas prix) un ensemble qui a été largement amorti et de racheter « ce qu'il faut », plutôt que de rapiécer de bric et de broc comme dans l'exemple que nous citons précédemment.

LA SOLUTION consiste à savoir manier un fer à souder et à lire RADIO PLANS. Si tel est le cas, restez avec nous car nous allons parler de notre organisation modulaire et de ses innombrables avantages.

Nous ne parlerons pas dans cette rubrique concernant les consoles de scène, des installations comportant plusieurs tables couplées (modulations, sous groupes, retours prélevant les sources par dédoublage et s'effectuant en coulisses, départs vers multipistes en régie mobile, mise à l'antenne des retransmissions radio, etc.) Le système que nous décrirons permettra toutes ces configurations, mais toutes ne seront pas détaillées. Toutefois le lecteur spécialiste aura suffisamment d'informations pour faire lui-même sa synthèse.



La console de studio d'enregistrement multipistes

Si l'on en croit la progression des ventes concernant les magnétophones multipistes et les mini-studios, vous êtes nombreux à être concernés. La démocratisation (parfois trop poussée !) de ces machines, alliée à celle des synthétiseurs, a fait en sorte qu'il est désormais possible à tout compositeur de réaliser des maquettes « à domicile ». Ce domaine est trop bien connu de l'auteur pour qu'il engage ses opinions virulentes dans ces pages.

Toutefois il se doit de jurer qu'il est possible à chacun de réaliser des maquettes dignes de pressage, même avec très peu d'argent, à condition de choisir la bonne formule.

Voici deux exemples simples pour expliquer la politique de l'auteur :
1) Plutôt que d'investir dans un 4 pistes cassette + un master + un système de mélange douteux, se procurer deux vieux REVOS A 77 d'occasion et un bon micro. Ceci n'engage que l'auteur, mais se vérifie facilement : plusieurs reports sur deux bonnes machines valent mieux que trackings + report sur un mini-multipistes. Il faut le savoir avant d'investir ses derniers francs et, cela ne doit léser personne !
2) Pour faire partie du Saint des Saints, l'auteur sait que dès le début 1985 sera disponible un combiné multipistes + console 12 pistes sur cassette vidéo (sans master), très bien conçu, mais pour 132 000 Francs !



Si comme lui vous n'avez pas (pour votre plaisir) un tel portefeuille, réalisez avec nous votre console (beaucoup plus complète que celle du combiné) et achetez un 8 pistes A 80 révisé. Nous n'en dirons pas plus mais un lecteur averti en vaut au moins deux (de quoi faire frémir les vendeurs habitués à profiter de l'envie du client pour lui proposer des ensembles qu'il ne saurait même pas connecter).

La console destinée à être couplée à un magnétophone multipistes et à un master est très particulière. Elle doit à la fois servir à injecter les sources vers les diverses pistes, distribuer aux musiciens les modulations directes et les précédents enregistrements par la lecture synchro, permettre le contrôle de la bande au moins après chaque prise (sinon pendant) et autoriser le mixage (et le tracking) final sur le master 2 pistes. Impossible à réaliser avec une console de scène ordinaire (par exemple à cause des retours synchros ou alors « Bonjour les pistes partiellement utilisées ». La réalisation que nous décrirons assurera l'enregistrement multipistes dans

des conditions de confort et de qualité (diaphonie direct-piste) digne des plus belles réalisation du commerce.

En attendant la démocratisation du numérique (qui est de l'avis de l'auteur la seule façon de réduire les formats sans entrainer de dégradation qualitative), réalisons ensemble un produit sûr, performant, et parfaitement adapté aux besoins spécifiques de chacun, qu'ils soient immédiats ou prévisionnels.



La modularité

C'est en elle que se trouve le secret de notre réalisation. Voyons quels sont ses avantages et ses inconvénients. Quand un constructeur décide de fabriquer un produit, il se trouve confronté au problème suivant (entre autres !). Soit il réalise un « produit fini » dont les caractéristiques sont connues et fixes — ce qui impose d'avoir fait une synthèse précise des besoins de la clientèle qu'il souhaite conquérir —, soit il fournit des sous-ensembles qui, comme un jeu de construction, s'emboiteront les uns dans les autres pour former un tout spécifiquement adapté à chaque cas. La première configuration est la moins coûteuse.

On utilise souvent une face avant d'un seul tenant, et le câblage est fait par fils soudés définitivement de carte à carte. La majorité des constructeurs n'hésitant pas à relier une vingtaine de circuits par des barres rigides traversant chaque carte, et aussi nombreuses qu'il faut. Pour la maintenance le système ne tient pas la route et c'est même une voie d'eau : les barres BUS deviennent des barres GALERE ! Enfin çà ne coûte pas cher et çà rapporte gros.

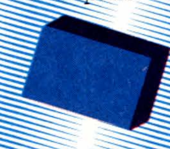
Ne soyons pas méchants avec tout le monde, certains fabricants comme NOVANEX prévoient leurs barres BUS sur connecteurs. MERCI.

La deuxième configuration est beaucoup plus coûteuse mais beaucoup plus souple. Il faut en effet prévoir tranche par tranche une mécanique de précision, des connecteurs de haute qualité, une interchangeabilité garantie, etc... C'est pourquoi cette formule est jusqu'à présent réservée au matériel haut de gamme.

Parmi les photographies qui illustrent cet article, l'auteur a choisi de vous montrer deux consoles modulaires bien particulières : le pupitre de mélange STUDER 169 (très actuel et mondialement connu) et un pupitre CIT fabriqué en 1963 par ALCATEL pour l'ex ORTF. Le modèle photographié fait partie de la collection de l'auteur et était en service au studio 116 de la maison de la Radio. Ces deux exemples sont très significatifs : à partir des modules de base mis au point pour le 169, le fabricant a élaboré deux autres modèles (269 et 369), permettant de couvrir TOUS les besoins que nous avons précédemment détaillés. Une très belle performance tant mécanique qu'analytique. Nous en reparlerons souvent car la société STUDER a gentiment accepté de nous faire profiter de son expérience pour aider les lecteurs de RADIO PLANS à mieux connaître le domaine audio. Il n'y a pas que la micro-informatique que diable ! Bien entendu l'auteur s'est engagé sur l'honneur (si, si, çà existe encore et c'est comme la vie, on ne le perd qu'une fois), à ne pas diffuser ni recopier de schémas mais il peut vous assurer qu'il y a plus de profit à comprendre qu'à recopier.

La deuxième photo peut sembler désuette, mais c'est un exemple fabuleux de modularité (à lampes s'il vous plait !). Tous les modules sont identiques et peuvent servir de voies micros ou de lignes ou de généraux de mélange. Comme il se doit, entièrement symétrique par transfos et voici le comble TOUTES les entrées de chaque tranche et TOUTES les sorties arrivent sur des connecteurs, ce qui permet de donner la configuration que l'on veut.

Cinq connecteurs de 125 broches chacun « patchent » ces tranches entre elles et cinq autres de 144 bornes distribuent les signalisations, les entrées et sorties. Une photographie vous montre l'intérieur d'une tranche comme vous n'en verrez plus.



Notre solution

Il est temps d'aborder succinctement notre propre réalisation. Rassurez-vous, elle est résolument tournée vers l'avenir et nous ne vous ferons pas câbler 1345 connexions externes !

Non, après mûre réflexion et de nombreux cachets d'aspirine, nous avons adopté la formule suivante : tout d'abord une totale modularité (étages d'entrées mono, stéréo, correcteurs mono, stéréo, départs mono, stéréo, Faders mono, stéréo, etc..., totalement indépendants) permettant à chacun de câbler ce qu'il veut, — presque — où il veut, et à moindre coût (suspens).

La structure mécanique a été confiée à l'aluminium (une valeur sûre, n'a-t-on pas indexé dessus ?), très rigide, légère et indestructible par le temps. TOUT a été mis en œuvre pour qu'il soit possible, même à un débutant, de tout réaliser. Il s'agit là d'un tour de force que RADIO PLANS est fier de réserver à ses lecteurs. Un service très complet sera mis en place pour proposer tous les éléments rendant ce type de réalisation jusqu'alors impossible. A la fin de chaque article, vous trouverez une rubrique « service » où vous sera indiqué comment vous procurer ce qui vous manque et où trouver ce qu'il vous faut. Nous vous réservons d'agréables surprises.

Il est bien certain qu'il est impossible de détailler en une seule fois un tel ensemble et l'auteur est sensible au fait que beaucoup d'entre-vous restent sur leur faim ! Patience... Pour vous séduire, vous pourrez rêver devant la photographie qui regroupe quatre modules appartenant à notre réalisation, et que vous serez à même de posséder d'ici peu.

Pouvoir envisager toutes les configurations possibles est bien beau, direz-vous, mais saurons-nous toutes les réaliser ? Bonne question, la réponse est OUI car l'exemple qui vous sera décrit regroupe tous les cas possibles ; le modèle propre à l'auteur est en effet destiné à faire des enregistrements de pièces de théatre pour la radiodiffusion, à l'aide d'un magnétophone multipistes. Il a donc besoin de tout.

Comme il est certain que la réalisation « multipistes » ne sera sans doute pas la plus prisée par ceux d'entre vous qui fabriqueront leur console de mélange, l'auteur a mis en route toutes ses ressources pour que les « non-concernés » ne voient pas leur revue préférée envahie d'articles trop spécifiques. Nous en reparlerons en temps voulu, mais précisons tout de suite que la structure réalisée par l'auteur comporte 12 entrées (9 micros lignes dont 8 retours multipistes + 3 machines stéréos), une voie réservée à la distri-

bution, deux départs master (avec possibilité de réaliser par exemple simultanément un master complet + une bande musique), une voie de contrôle studio, et une voie de service (intercom, identification, etc...), soit 17 tranches. Les départs multipistes (8) pourront ne pas être réalisés par les lecteurs qui ne sont pas intéressés sans que l'esthétique de leur ensemble soit affecté, et sans qu'ils doivent subir de longues descriptions ne les concernant pas. Comment comptons nous faire ? Tout simplement en séparant totalement la fonction standard de la fonction multipiste. C'est ainsi que la fonction « standard » sera totalement décrite avant d'aborder la fonction multipistes, et celle-ci fera l'objet d'une seconde console très vite décortiquée et couplable à la première. Personne ne sera oublié ou lassé car tous les modules peuvent passionner même les concepteurs HI-FI. Enfin, les constructeurs pâliront en constatant que de séparer la partie « active » de la fonction spécifique « multipistes », permet désormais de concilier à la fois, et de façon élégante, le « portable » et le « studio ». Il faut lire RADIO PLANS !

Conclusion

Pour en terminer avec cette introduction à la réalisation d'une console de mélange audio, l'auteur tient à préciser les points suivants.

Tout d'abord, il est entièrement seul pour tout concevoir et mettre en oeuvre, c'est pourquoi, afin d'assurer vie et qualité à chacun des modules proposés, il a souhaité fabriquer SA console presqu'en même temps que les lecteurs. Rassurez-vous il a quand même un peu d'avance, mais en faisant ainsi, il est certain d'être très proche des divers problèmes que pourront se poser chacun d'entre-vous et de ce fait saura les aborder et les résoudre. D'autre part, s'il est seul responsable, il a le plaisir de constater que la famille des professionnels conscients que RADIO PLANS est le support de réalisations de haute qualité, s'agrandit de jour en jour. A l'instant où sont composées ses lignes, nous devons ajouter à ceux déjà cités messieurs RACK de la société SONEREL et EDELINE des établissements MCB. Peut-on oublier que derrière chaque acte et chaque chose il y a des hommes ?

Nous aborderons le mois prochain la première étape, et contrairement à l'habitude qui reporte à la fin de l'article la partie mécanique, nous indiquons comment réaliser le châssis.

J. ALARY



NOUVEAU

LA PREMIERE ENCYCLOPEDIE PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE DIGITALE ET DU MICRO-ORDINATEUR



Après le succès de ses deux premières collections sur l'électronique et la télévision, Eurotechnique vous propose aujourd'hui sa nouvelle encyclopédie "Le Livre Pratique de l'Electronique Digitale et du Micro-Ordinateur". Conçue sur le même principe, c'est-à-dire "Faire pour Savoir", cette nouvelle collection représente une série de 16 volumes progressifs, clairs et abondamment illustrés, accompagnés chacun d'un coffret de matériel pour une application pratique et immédiate des connaissances acquises.
Cette encyclopédie représente, pour vous, l'occasion unique de pénétrer l'univers transitionnel de la micro-informatique et de faire partie de ses "initiés". C'est aussi un moyen progressif d'évolution technique et d'enrichissement culturel, aussi bien pour les professionnels que pour les passionnés d'électronique. C'est enfin un ouvrage de référence auquel les uns comme les autres pourront se reporter à tout moment.

SAVOIR

Un ensemble de 16 volumes, divisé en trois parties :

Les quatre premiers volumes, consacrés aux bases fondamentales de l'Electronique, ont pour objectif de rendre cette matière accessible à tous, sans autres connaissances préalables.

Les cinq volumes suivants traitent de la technique des micro-circuits intégrés et digitaux.

Dans les sept derniers volumes sont étudiés en détail, le fonctionnement des microprocesseurs et leurs applications dans les systèmes de micro-informatique.

En fonction de votre niveau, ces trois parties peuvent s'acquérir séparément.



FAIRE

16 coffrets de matériel vous permettront, après de nombreuses expériences et manipulations, de passer progressivement au montage de différents appareils. Pour finir, vous réaliserez vous-même votre micro-ordinateur "ELETTRA COMPUTER SYSTEM"®, basé sur le Z80, avec son extension de programmation de mémoire EPROM.

ELETTRA COMPUTER SYSTEM®



Connaître l'ordinateur et dialoguer avec lui.

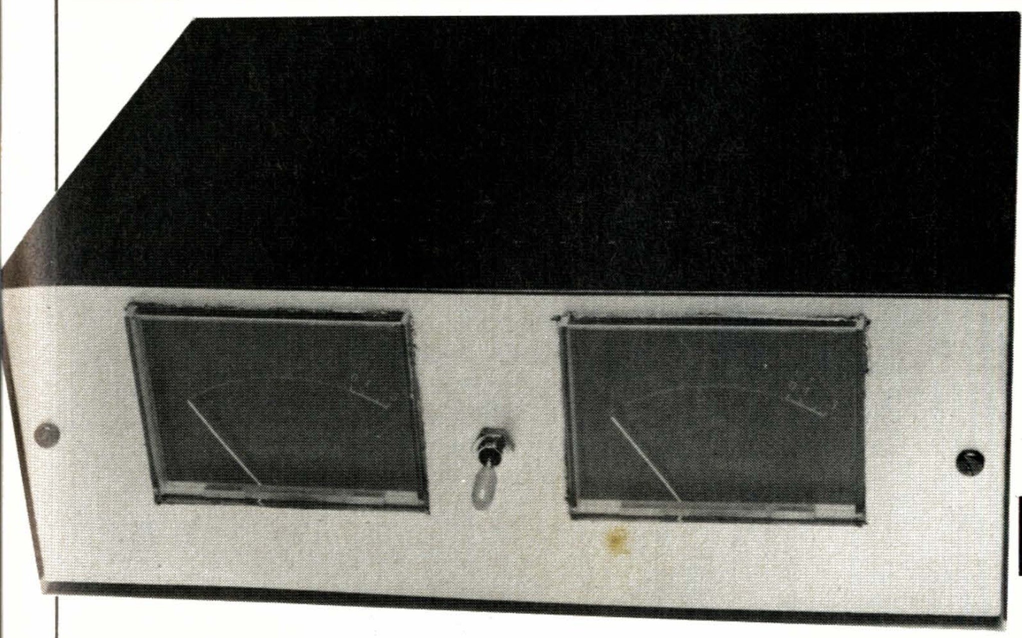
BON POUR UNE DOCUMENTATION GRATUITE

à compléter et à renvoyer aujourd'hui à EUROTECHNIQUE rue Fernand-Holweck, 21100 Dijon
Je désire recevoir gratuitement et sans engagement de ma part votre documentation sur le Livre Pratique de l'Electronique Digitale et du Micro-Ordinateur

09185

NOM ______ PRÉNOM ______

ADRESSE ______ CODE POSTAL ______



Le Mvu, vu-mètre stéréo à mémoire

Lors de l'enregistrement de programmes misicaux sur magnétophone se posent souvant des problèmes de saturation de la bande magnétique. Une surmodulation provoque rappelons-le des phénomènes de distorsion particulièrement gênants car très audibles.

Afin de solutionner ce problème et à la demande de nombreux lecteurs, nous proposons aujourd'hui la réalisation d'un vu-mètre stéréo, donc à deux indicateurs, vu-mètre possédant une fonction mémorisation qui permet d'enregistrer les crêtes et donc de visualiser le niveau le plus haut rencontré au cours d'un enregistrement. Comme le montre la photo, nous avons choisi des vu-mètres à aiguille, les lecteurs désireux d'utiliser des indicateurs à LED type échelle bargraph pourront toujours se rapporter à des numéros antérieurs de RPEL ; de nombreuses réalisations ont été décrites.

Dans cette hypothèse toute notre électronique de détection et de mémorisation reste utilisable, seuls les vu-mètres à aiguille sont à remplacer par des échelles de LED avec les circuits associés. Enfin, et avant d'aborder une description détaillée indiquons que le MVU est bien entendu utilisable comme un vu-mètre crêtemètre tout-à-fait classique en supprimant la fonction mémoire grâce à un inverseur.

Fonction, synoptique

Le MVU est tout d'abord un vu-mètre, et comme tout appareil digne de ce nom il doit transformer un signal alternatif appliqué à son entrée en une tension continue ou du moins unidirectionnelle et filtrée de façon à être exploitable par un indicateur. Ce dernier, quelle que soit sa structure d'ailleurs, ne peut sans l'aide d'une électronique annexe afficher directement un niveau à partir d'une tension alternative, cela se comprend particulièrement bien avec un appareil à aiguille ; directement appliquée à ses bornes une tension alternative provoquerait une déviation de l'aiguille dans les deux sens aboutissant en fin de compte à pas de déviation du tout. La première des choses à effectuer va donc être de redresser le signal alternatif afin de disposer d'une tension exploitable pour attaquer les indicateurs.

Nous avons choisi compte tenu de la qualité des indications que nous désirons, un redressement à double alternance plus précis qu'un système simple alternance.

Dans un tel système la sortie est l'image de l'entrée (à un gain près) quand celle-ci est positive et inversée. quand l'entrée est négative de telle sorte d'avoir toujours en sortie un signal positif ou nul dont la valeur moyenne a ces mêmes carastéristiques. D'ailleurs le redressement double alternance est bien connu, en fait, on en réalise un chaque fois que l'on transforme une tension alternative issue d'un transformateur en une tension continue d'alimentation en passant par un pont de diodes. La seule différence ici provient du fait de l'utilisation d'amplificateurs opérationnels, les diodes de redressement étant insérée dans la boucle de contre-réaction de ces derniers ce qui en supprime le seuil de conduction ; nous y reviendrons.

Abordons maintenant la fonction mémoire ; après divers essais nous nous en sommes tenus à une mémorisation par diode ce qui assurément constitue la solution la plus simple et sans doute l'une des plus efficaces. L'utilisation d'AOP à très forte impédance d'entrée (amplis OP BIFET) associés à une diode à faible fuite permet une mise en mémoire assez efficace. L'ensemble de l'électronique sera revue en détail lors de l'analyse du schéma. Pour l'instant contentons-nous du synoptique de la **figure 1**. Quant au choix des indicateurs, des Vu-mètres à aiguille en fait, il existe une telle profusion de schémas, plans et exemples, d'indicateurs à échelle de LED (nous n'y avions pas échappé chez RPEL, voir par exemple le CR 80) que nous avons un peu voulu retourner aux sources. Tout celà pour constater qu'un vu-mètre à aiguille possède

tout de même, surtout illuminé, un attrait esthétique indéniable.

Enfin, un mot sur la dynamique choisie ; celle du MVU est une dynamique de crête, pour la bonne et simple raison que nous désirons une mise en mémoire des crêtes et que la constante de temps mécanique des vu-mètres à aiguille ne s'accorde qu'avec cette dynamique.

Dynamique de crête signifie une attaque extrêmement rapide à l'apparition du signal et une descente beaucoup plus lente à l'extinction, c'est bien ce qui est prévu ici. Passons maintenant au schéma électronique.

Le schéma

Celui-ci **figure 2** ne donne que le schéma d'une seule voie, l'autre voie étant rigoureusement identique mises à part les références du circuit IC_1 qui devient IC_2, pour l'autre voie. Les circuits intégrés sont des AOP double ce qui explique la redondance des références. Bref, C_1 isole en continu l'entrée du montage, la moitié inférieure de IC_1 repasse les alternances positives avec un gain égal à $- R_3 / R_2$ via D_1 et un gain nul pour les alternances négatives via D_2. L'autre moitié de IC_1 agit exactement de la même façon pour les alternances négatives, avec toujours une inversion. La combinaison des alternances négatives au point commun R_3-D_1 et C_1-R_1 est réalisée avec inversion par R_1 et R_4 d'où une tension redressée double alternance positive au point commun R_5-D_4. R_6 et C_2 assurent le filtrage. R_7, D_5 et C_3 la mise en mémoire. A ce propos on constate que l'insertion de D_5 qui **bloque la décharge de** C_3 provoque une légère chute de tension, celle-ci est faible compte-tenu des gains importants (environ 10) mis en œuvre dans l'étage redresseur ; on peut donc la négliger. S W court-circuitera la diode pour la suppression de la mise en mémoire. IC_3 assure l'adaptation d'impédance afin d'éviter la décharge de C_3. La sortie attaque le vu-mètre via l'ajustable R_8, petit potentiomètre installé en façade arrière.

Réalisation

Implantation et circuit imprimé de ce petit montage sont indiqués **figures 3** et **4**. Nous n'avons pas parlé de l'alimentation à partir d'un transfo

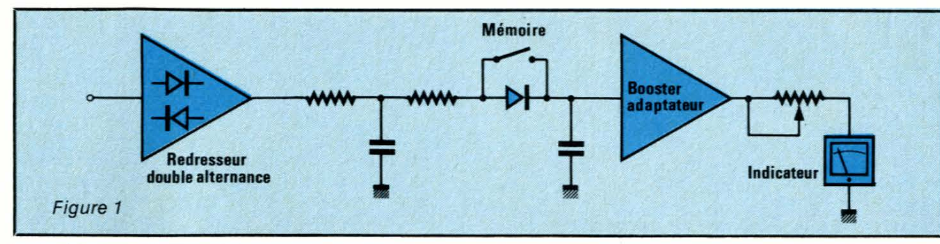


Figure 1

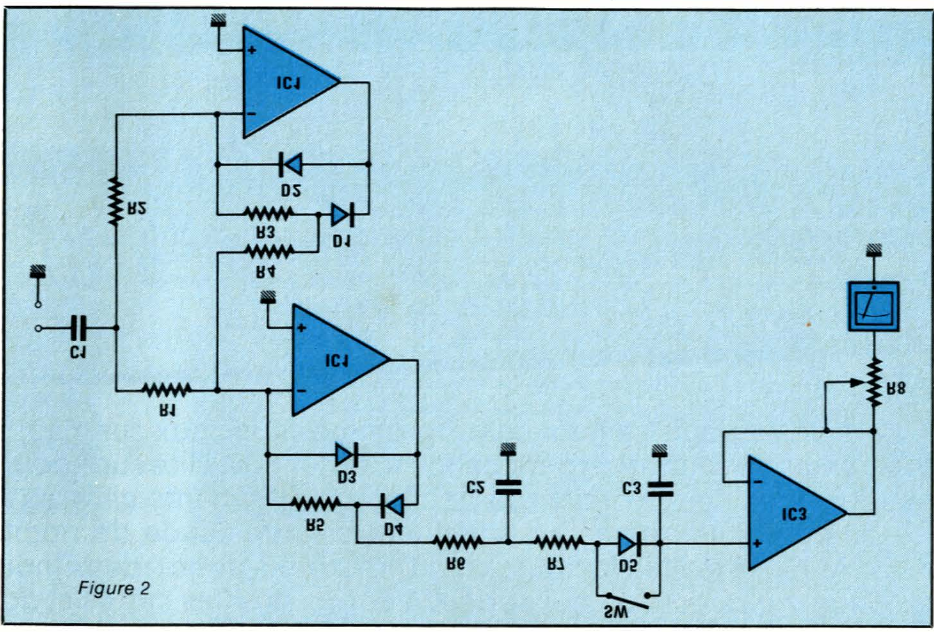


Figure 2

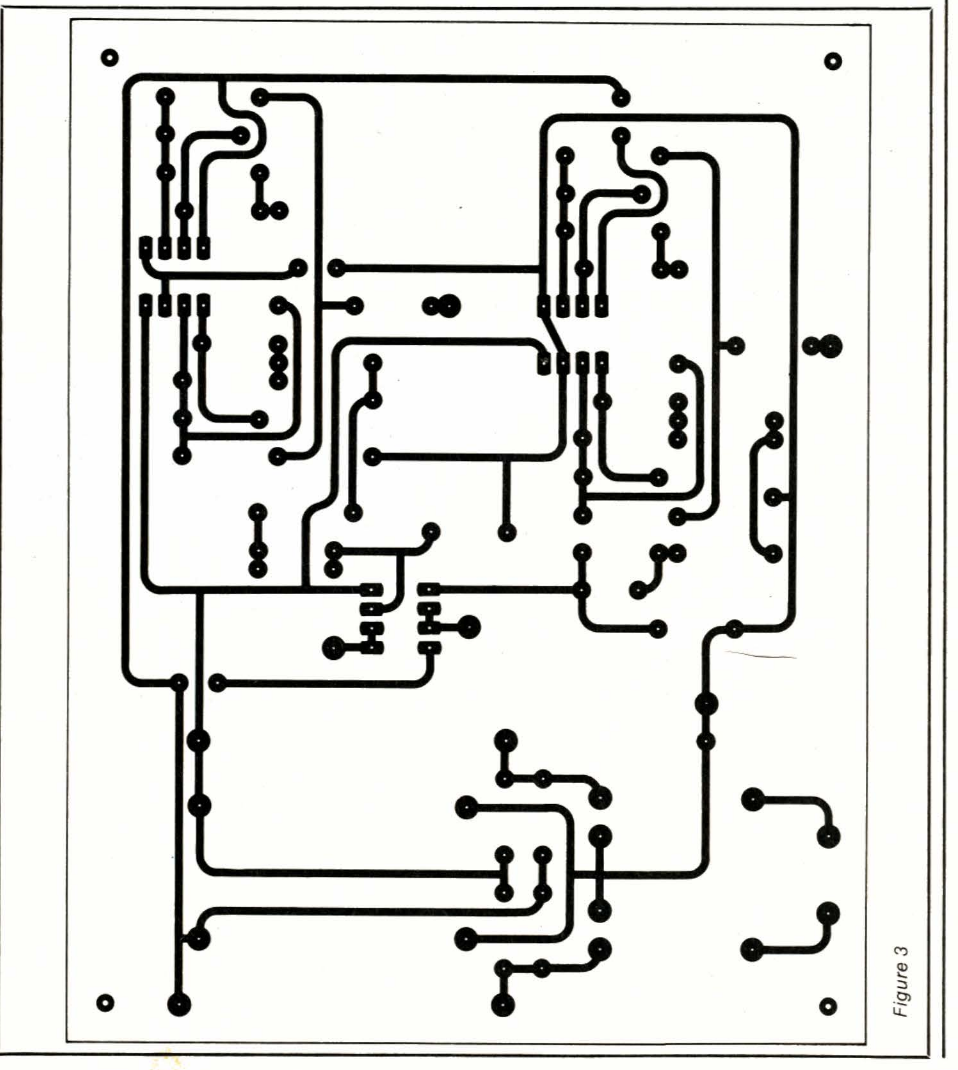

Figure 3

Figure 4

220 volts vers 2 fois 9 volts 3 VA pour circuit imprimé avec un simple redressement suivi d'un filtrage, une régulation est inutile. On n'oubliera pas les 3 straps et le bon sens des capacités, diodes et circuits intégrés. Cela dit, le montage ne pose aucune difficulté particulière, seule peut en poser la réalisation mécanique avec le perçage des ouvertures pour un vu-mètre, nous vous faisons confiance, un peu de soin est suffisant.

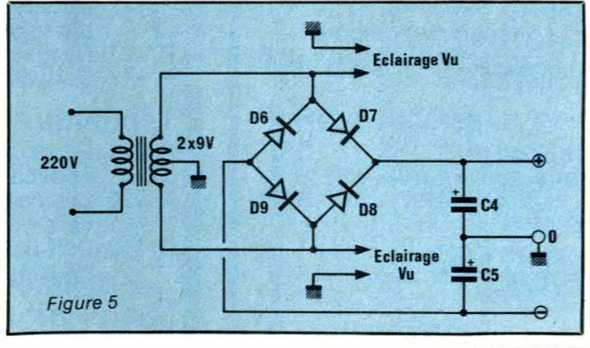


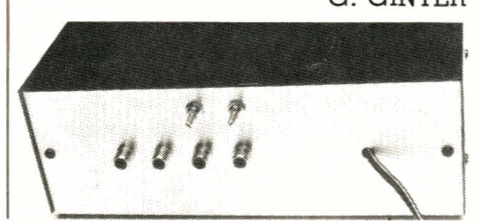
Figure 5

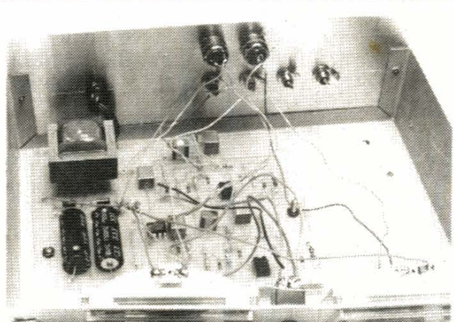
Conclusion

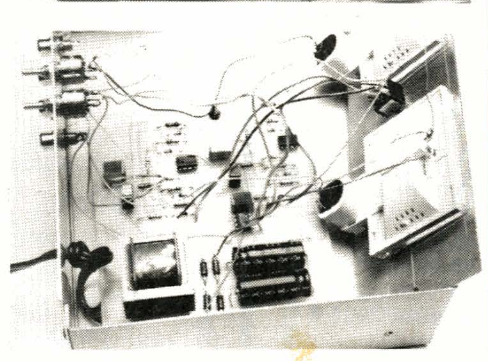
Le MVU est prévu pour des niveaux d'entrée d'environ 0 dBm à – 3 dBm ; pour des niveaux d'entrée supérieurs on augmentera R_1 et R_2 en maintenant leur rapport constant sinon on les diminuera. L'étalonnage consiste à injecter 0 dBm à l'entrée et à régler R_8 grâce par exemple à notre petit générateur de test pour sono (EL 435 D) N° 453 RPEL.

Voilà bonne chance et bonne réalisation !

G. GINTER







Nomenclature

Résistances (un canal)

R_1 : 27 kΩ
R_2 : 12 kΩ
R_3, R_4 : 100 kΩ
R_5 :220 kΩ
R_6 :1,2 kΩ
R_7 :820 Ω
R_8 :47 kΩ potentiomètre.

Condensateurs MkH (un canal)

C_1 : 1 μF
C_2 : 0,47 μF
C_3 : 1 μF

Diodes (un canal)

D_1, D_2, D_3, D_4, D_5 : 1 N 914

Condensasteurs chimiques

C_4 :, C_5 : 1000 μF/25 V

Diodes de redressement

D_6, D_7, D_8, D_9 : 1 N 4002

Circuits intégrés

IC_1, IC_2 : LM 4558 ou TL 082
IC_3 : TL 082

Divers

Prises, 2 vu-mètres 850 Ω, 400μA environ, transfo 220 V/2 fois 9 volts, prises, coffret ESM, câbles, circuit imprimé.

1re partie

Initiation au langage machine

La conception et l'utilisation de cartes électroniques reliées à un micro-ordinateur ou un système à base de microprocesseur, suppose une bonne connaissance de la struture et du langage de la machine.

Nous vous proposons ici de décrire l'architecture interne d'un ordinateur ainsi que le fonctionnement et le rôle d'un microprocesseur.

Nous évoquerons ensuite le problème du codage des instructions et nous examinerons les différents modes d'adressage d'un microprocesseur. Enfin, nous indiquerons le rôle et l'utilisation du langage d'assemblage.

Qu'est-ce qu'un microprocesseur ?

Imaginons une petite machine à calculer, une liste d'opérations à effectuer, une feuille sur laquelle seront notés des résultats partiels, et un opérateur (voir **figure 1**).

Ce dernier repère l'opération à effectuer dans la liste inscrite sur la feuille de gauche, fait les calculs à l'aide de la calculatrice, et écrit les résultats sur la feuille de droite. Le fonctionnement d'un microprocesseur est similaire :

— L'opérateur, qui effectue les transferts entre les différentes parties, c'est-à-dire qui communique l'opération à la machine à calculer, inscrit les résultats sur la feuille de papier et repère l'instruction à effectuer est nommé **séquenceur**..

— La calculatrice, dont le rôle est d'effectuer les opérations, s'appelle **Unité Arithmétique et Logique** (UAL ou ALU, arithmetic and Logic Unit).

— La feuille contenant les résultats intermédiaires est la **mémoire de données.**

— La liste des opérations à effectuer est la **mémoire programme.**

— Enfin, l'opération à traiter est repérée par un pointeur, appelé **Compteur Ordinal** ou **PC** (Program Counter). Ce compteur est incrémenté de 1 lors du passage à l'instruction suivante.

Organisation interne d'un microprocesseur

Constitution d'un microprocesseur

Un microprocesseur est constitué d'une Unité Arithmétique et logique, d'un séquenceur et de registres internes.

Ces registres sont des mémoires, dont le nombre varie en fonction du microprocesseur. Cependant, quatre d'entre-eux sont fondamentaux et existent dans tous les processeurs. Ce sont :

— l'**accumulateur** dont le rôle est de retenir le résultat de la dernière opération effectuée ;

— le **pointeur programme** ou **compteur ordinal** qui repère l'instruction à exécuter ;

— le **registre d'état** qui conserve l'état du système ;

— le **pointeur de pile** dont l'utilité est expliquée ci-dessous.

Notons que la mémoire programme et la mémoire de données ne font pas partie intégrante du microprocesseur. Elles lui sont reliées par des fils appelés bus. On distingue principalement le bus d'adresses et le bus de données (Voir **figure 2.**)

Exécution d'un programme

Pour exécuter la suite des opérations enregistrées en mémoire programme, il est nécessaire d'effectuer dans l'ordre :

— la recherche de l'opération ;

— son traitement et la mise à jour du nouvel état du système ;

— le passage à l'instruction suivante.

Malheureusement, les mémoires de programme et de données ne peuvent contenir que des nombres. Les opérations seront donc codées en mémoire et devront être décodées par le microprocesseur. De plus, pour exécuter une instruction, il faut connaître la localisation de son code dans la mémoire. Celle-ci est nommée adresse, et est un nombre entier.

C'est pourquoi le séquenceur, appelé aussi unité de contrôle, recherche le code de l'opération à l'adresse contenue dans le compteur ordinal par l'intermédiaire du bus d'adresses. La mémoire programme renvoie alors le code de l'instruction au séquenceur (grâce au bus de données). Celui-ci la décode et donne l'ordre à l'Unité Arithmétique de Logique de réaliser l'opération. Le cas échéant, il inscrit le résultat dans la mémoire de données en modifiant l'état des bus. Enfin, il incrémente le compteur ordinal de façon à pouvoir exécuter l'instruction suivante.

Les registres internes

Nous allons maintenant étudier plus précisément le rôle des registres internes fondamentaux :

L'accumulateur

Il permet de conserver le résultat de la dernière opération effectuée. Il intervient donc dans la majorité des opérations arithmétiques et logiques, ainsi que dans les communications avec la mémoire. Les ins-

tructions les plus courantes étant :

— le chargement de l'accumulateur avec la donnée contenue à l'adresse X ;

— le stockage de la donnée contenue dans l'accumulateur à l'adresse Y ;

— l'addition à l'accumulateur de la donnée de l'adresse X, le résultat étant dans l'accumulateur.

Le pointeur programme ou compteur ordinal

Il contient l'adresse de l'instruction à effectuer. Signalons que son contenu, peut être modifié de façon à pouvoir faire des sauts d'instructions, c'est-à-dire à réaliser l'équivalent du GOTO ou du GOSUB (employés en BASIC).

Le registre d'état

Ce registre donne quelques indications sur l'état du système. Il est constitué par une série de drapeaux, qui ne peuvent prendre que 2 valeurs : baissés ou levés (0 ou 1).

Parmi ceux-ci, citons :

— **Le drapeau C** ou, CARRY : qui se positionne à 1 lorsque la dernière opération effectuée a entraîné un débordement à gauche, les données étant considérées comme des nombres positifs ; ou lors de certaines opérations logiques.

— **Le drapeau V** ou OVERFLOW : Il se positionne à 1 lorsque la dernière opération effectuée a provoqué un débordement, les nombres étant considérés comme signés.

— **Le drapeau Z** ou ZERO : qui se positionne à 1 lorsque le résultat de la dernière opération est nul.

— **Le drapeau N** ou NEGATIV : Il se positionne à 1 quand le résultat de la dernière opération est strictement négatif.

Il existe sur certains microprocesseurs d'autres drapeaux (demi-retenue...).

Le pointeur de pile

Ce registre joue un rôle important dans le microprocesseur puisqu'il permet d'utiliser la pile.

Celle-ci est un ensemble de registres ou d'emplacements mémoire réservés à un empilement de données. Elle peut être comparée à une pile d'assiettes ; le premier élément introduit est toujours au fond, le dernier est au sommet. Il est donc le seul accessible, son accès est réalisé par l'instruction de dépilement appelée POP ou PULL. De même, le seul moyen d'ajouter un élément dans la pile est d'utiliser l'instruction d'empilement (PUSH). (Voir **figure 3.**)

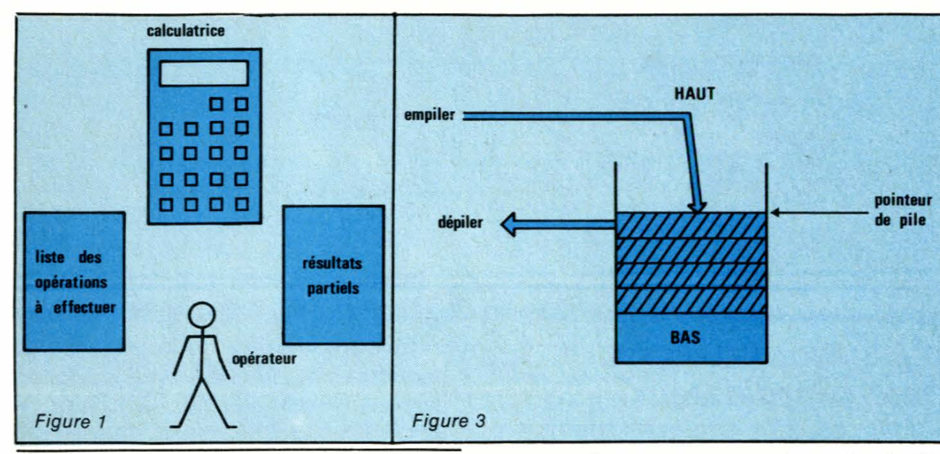


Figure 1

Figure 3

```
10 CLS
20 PRINT « DEBUT »
30 GOSUB 100
40 PRINT « C'EST FINI »
50 END
100 REM 'CALCUL DE LA SOMME DE N NOMBRES'
110 FOR = I = 1 TO N
120 H = H + 1 : NEXT I
130 RETURN
```

Figure 4

La présence d'une pile simplifie trois types de problèmes :

— les sous-programmes ;

— les interruptions ;

— le stockage temporaire de données.

Pour illustrer le rôle de la pile, nous allons prendre un exemple en langage BASIC.

Supposons qu'un programme appelle un sous-programme situé à la ligne 100 : (voir **figure 4**).

L'instruction effectuée après celle-ci se trouvera à la ligne 100. La valeur du pointeur programme sera donc égale à 100.

Le sous-programme terminé (par l'instruction RETURN), il faut effectuer l'instruction située après la ligne 30. Pour cela, il faut sauvegarder l'adresse de retour.

Dans l'éventualité de plusieurs niveaux de sous-programme (voir **figure 5**), il faut que chaque RETURN provoque un retour au GOSUB correspondant.

Une solution consiste à sauvegarder les adresses de retour dans une pile. Ainsi, à chaque instruction GOSUB, l'adresse contenue dans le pointeur programme, est empilée. Elle sera dépilée à l'instruction RETURN correspondante.

Le rôle du pointeur de pile est de repérer le sommet de la pile.

Remarque : La pile se trouve généralement dans la mémoire de données, c'est-à-dire à l'extérieur du microprocesseur.

Les autres registres internes

Il existe d'autres registres internes qui ont des rôles plus ou moins particuliers selon le microprocesseur. Par exemple, les registres d'index mémorisent des adresses. Quelquefois, on rencontre des structures présentant plusieurs accumulateurs ou plusieurs pointeurs de pile (exemple : 6809).

D'autres microprocesseurs possèdent beaucoup de registres dits indifférenciés, pouvant servir d'accumulateur, de pointeur de pile ou de registre d'index.

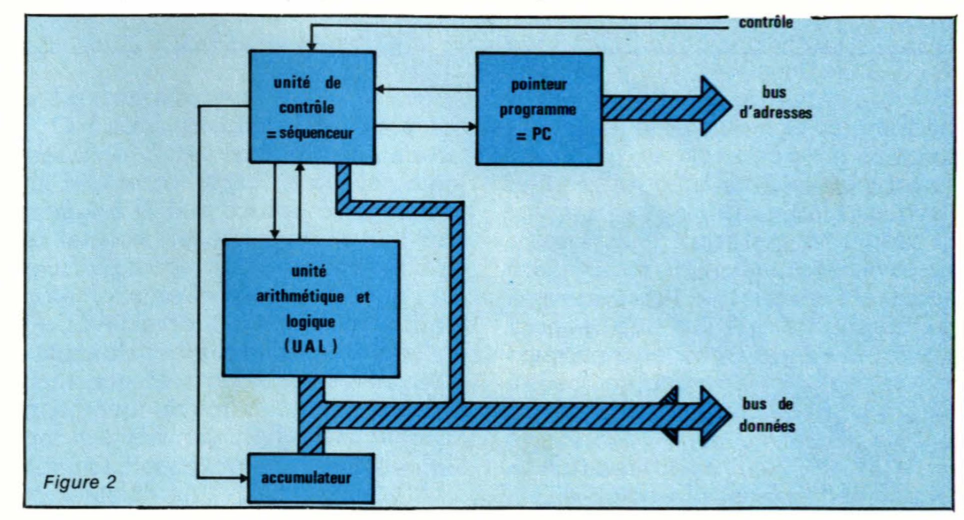


Figure 2

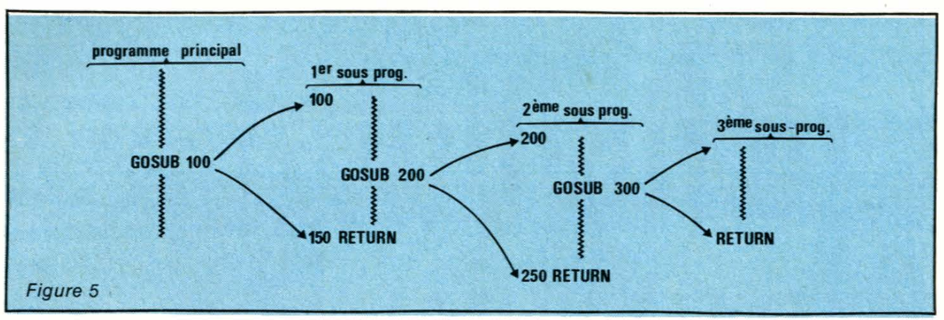


Figure 5

La structure d'un micro-ordinateur

Un microprocesseur ne peut être utilisé seul bien que sa fonction le rende indispensable dans les systèmes informatiques.

En particulier, nous avons souligné précédemment qu'il devait être relié à une mémoire (mémoire programme/mémoire de données).

En général, les mémoires connectées à un microprocesseur sont de deux types :

— Les mémoires dont le contenu ne peut être que lu, mais ni modifié, ni effacé. Elles constituent la mémoire programme et sont appelées ROM (Read Only Memory).

— Les mémoires dont le contenu peut être modifié ou effacé, et qui constituent la mémoire de données. Elles sont appelées RAM (Random Accès Memory).

Outre la mémoire, le microprocesseur doit pouvoir communiquer avec l'extérieur. On y rajoute donc des interfaces d'entrées /sorties comme par exemple un clavier et un écran.

Pour que ces différentes unités (mémoires, entrées-sorties) soient effectivement adressées, c'est-à-dire reliées au micro processeur, il faut ajouter un circuit de décodage qui sélectionnera l'une ou l'autre des mémoires ou entrées/sorties. (Voir **figure 5**).

Alors, le programmeur, connaissant l'architecture de son système, pourra gérer les entrées/sorties de la même façon que les variables internes. Par exemple, la mémoire ROM sera située entre les adresses 0000 et 1 000, et contiendra le programme système.

La RAM sera entre les adresses 1000 et 2000. L'utilisateur pourra y mettre les variables ou y écrire un programme (qui pourra être éventuellement modifié et qui sera effacé en cas d'une coupure de courant).

Les entrées-sorties seront entre 2000 et 2100, avec, par exemple, le clavier à l'adresse 2000. Ainsi, le fait de lire le contenu de cet emplacement mémoire fournira le code ASCII de la touche enfoncée alors que le fait d'y écrire n'aura aucun effet.

Conclusion

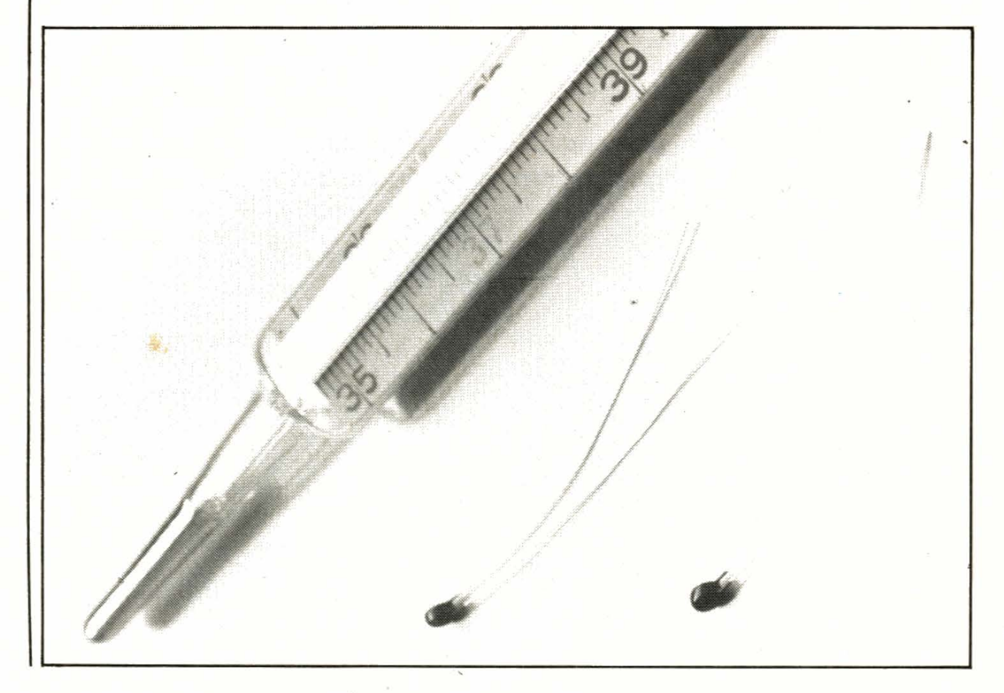
Nous vous avons présenté le fonctionnement d'un microprocesseur ainsi que l'architecture des ordinateurs, en faisant apparaître les principaux problèmes, en particulier la manière de coder les instructions en mémoire.

Nous reviendrons sur ce point dans un prochain article et nous introduirons les notions de cycle machine et de vitesse d'exécution.

Infos

Une thermistance CTN précise

Siemens présente la thermistance M 841, destinée aux thermomètres électroniques qui doivent mesurer au dixième de degré près. L'élément capteur est prévu pour la plage de la température du corps et l'erreur de mesure est inférieure à ± 0,1 degré (de 30 à 50 °C), ce qui correspond à une tolérance de résistance de ± 0,4 %.



Avec ses fils de raccordement en argent laqué de 20 mm de longueur, la nouvelle thermistance peut être utilisée sur une gamme de températures allant de – 40 à + 100 °C. Sa résistance nominale s'élève à 3 ou 5 kOhm. Des versions allant jusqu'à 100 kOhm sont en préparation. Siemens propose d'autres applications pour l'électronique automobile : chauffage/climatisation, indicateur de température extérieure (niveau critique atteint).

Pour une zone de température plus étendue, de – 40 à + 120 °C, Siemens propose une thermistance CTN à couche de résine époxy (M 861) dont les fils de raccordement en nickel, d'une longueur d'environ 25 mm et de 0,25 mm² de section, sont isolés au téflon. La précision de mesure est ± 1,0 degré sur toute la gamme des températures. Le M 861 possède une résistance nominale de 30 kOhm ; des valeurs inférieures et supérieures seront bientôt disponibles.

temps : ⌛ ⌛
difficulté : ▣ ▣
dépense : $ $

avec variante pour régulation de réfrigérateur

Thermostat d'ambiance

En fonction du triac (et de son dissipateur thermique) qui équipe l'étage de sortie, ce thermostat peut commander, sur le réseau 220 volts, des puissances de 1 000 à 3 000 watts environ.

Le choix de quelques résistances permet d'adapter l'appareil aux applications désirées, en modifiant la plage des températures régulées. S'il s'agit du chauffage d'un local d'habitation, les températures utiles vont de 15 °C (chambre à coucher) à 25 °C (salle de bains pour la toilette des jeunes enfants, chambre de malade), en passant par les fatidiques 19 °C, considérés comme l'adéquation parfaite du confort à l'économie d'énergie.

La régulation de radiateurs électriques suppose leur mise sous tension lorsque la température descend au-dessous d'un seuil minimal, et leur arrêt lorsqu'elle monte au-dessus d'un seuil maximal. Pour stabiliser la température d'une chambre froide (réfrigérateur), il faudrait faire le contraire : quelques légères modifications du montage décrit, permettent ce type de fonctionnement.

Synoptique du thermostat

Reportons-nous à la **figure 1**. On y distingue plusieurs sous-ensembles, dont nous résumons, ci-dessous, les rôles respectifs.

- **le capteur et son alimentation** : il s'agit de l'élément fondamental, chargé d'établir une correspondance biunivoque entre la grandeur perçue - donc la température - et le signal délivré, qui est une tension électrique. Il est caractérisé, entre autres paramètres, par sa sensibilité, qu'on exprime par le rapport :

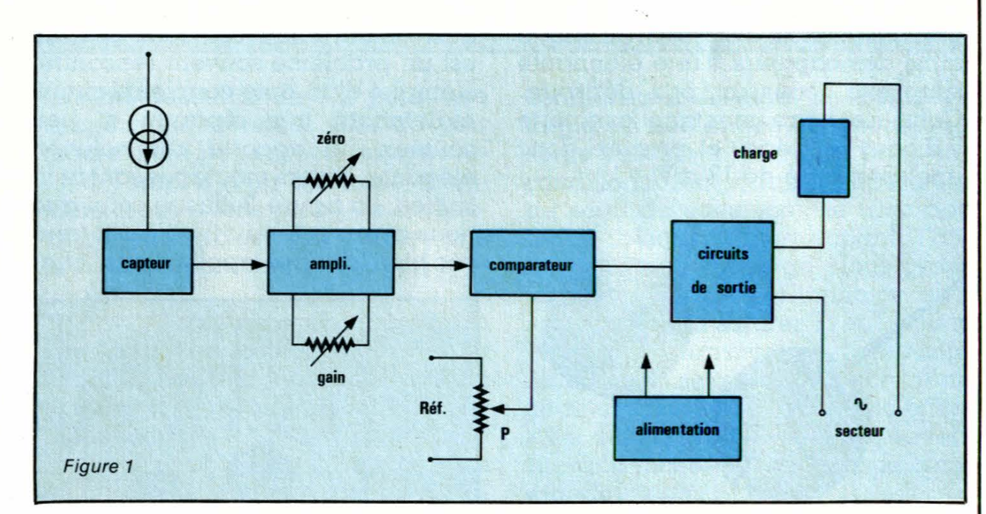


Figure 1

$$\frac{dV}{d\theta}$$

où dV représente les variations de tension délivrée, et $d\theta$ celles de la température.

- **L'amplificateur**
La sensibilité définie ci-dessus se révèle insuffisante pour un traitement direct des tensions. Un amplificateur s'impose donc. Il comporte divers réglages déterminant un point origine des repères de température, et le facteur d'échelle, donc le gain.

- **Le comparateur**
Cet élément comporte deux entrées. Sur l'une, on applique un seuil de référence, réglable par le potentiomètre P. Sur l'autre, on connecte la tension de sortie de l'amplificateur. La sortie du comparateur bascule donc de l'état haut à l'état bas, ou inversement, lorsque la température du capteur traverse le seuil de consigne déterminé par P. En pratique, pour éviter des extinctions et des allumages incessants, il faut, dans ce comparateur, introduire une hystérésis.

- **Les circuits de sortie**
Comme il se doit pour la commande de charge fonctionnant sous 220 volts et à 50 Hz, l'élément interrupteur est un triac. Or, nous n'aimons pas, dans les montages à triacs ou à thyristors, retrouver le secteur dans les circuits de commande, que l'usager manipule. Le couplage de ceux-ci vers la sortie s'effectue donc par voie optique, ce qui résoud le problème avec élégance.

- **L'alimentation**
Elle délivre la tension nécessaire

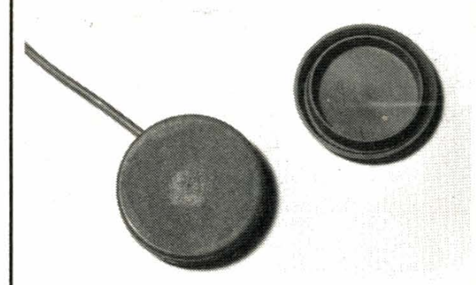
aux circuits de commande, tout en assurant l'isolation galvanique vis-à-vis du réseau, grâce à l'emploi d'un transformateur.

Le capteur

Avant de passer à l'analyse du schéma complet du thermostat, une étude un peu détaillée du capteur et des circuits de sortie en facilitera la compréhension.

Comme paramètre variant avec la température, nous avons retenu la chute de tension dans une jonction PN au silicium, polarisée en direct. Cette chute de tension varie avec le courant qui traverse la jonction, comme le montre la caractéristique d'une diode. Ses variations, de l'ordre de 2 mV/ °C, dépendent aussi de ce courant, qu'il convient donc de stabiliser au mieux.

On peut juger faible la sensibilité de 2 mV/ °C, et chercher à l'augmenter, ce qui facilite l'amplification ultérieure, et notamment sa stabilisation en fonction de la température. Comment construire un dispositif **n** fois plus sensible qu'une jonction PN ? Monsieur de la Palisse lui-même, s'il avait vécu à l'ère de l'électronique, aurait trouvé qu'il suffit de brancher en série **n** jonctions PN, donc **n** diodes. On fabrique ainsi des capteurs d'une étonnante simplicité, pour un prix dérisoire. Celui de notre montage comporte 6 diodes en série, et procure donc une sensibilité de 12 mV/ °C.



Finalement, le premier sous-ensemble du thermostat répond à la configuration de la **figure 2.** Le diviseur R_1, R_2, alimenté sous une différence de potentiel soigneusement stabilisée, fournit lui-même une différence de tension **u** déterminée, et stable, aux bornes de R_1. On applique, sur l'entrée non inverseuse de l'amplificateur opérationnel A, le potentiel du point commun à R_1 et R_2 : c'est aussi celui de l'entrée inverseuse, donc de l'émetteur de T_1. Par suite, la différence de potentiel **u** se retrouve aux bornes de R_3, et y fait circuler un courant d'intensité :

$$i = u/R_3$$

constante. Cette intensité traverse aussi les six diodes du capteur.

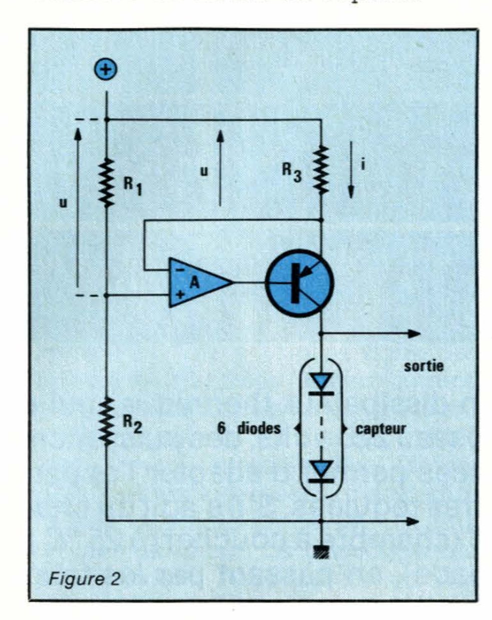


Figure 2

Couplage à l'étage de sortie

Le couplage de circuits de commande alimentés en basse tension continue, avec des triacs et leurs charges reliés au réseau 220 volts 50 Hz, et en respectant l'isolement galvanique entre ces deux parties, est un problème souvent rencontré. L'emploi d'un opto-coupleur, circuit maintenant très répandu et peu coûteux, lui apporte une solution élégante. Divers montages sont utilisables. La **figure 3** illustre celui que nous avons retenu : il pourrait trouver bien d'autres applications, chaque fois qu'on n'exige pas une commutation synchrone (mise sous tension de la charge lors du passage par zéro du secteur). Pour des raisons de commodité, la **figure 3** reprend les notations du schéma définitif de la **figure 4.**

Le courant alternatif qui traverse C_2 et R_{15}, peut se refermer par deux voies différentes :

- Si le Darlington T_2, T_3 conduit à la saturation, les diodes D_3 et D_6 d'une part, D_4 et D_5 d'autre part, sont conductrices. Entre A et B, la différence de potentiel, qui ne dépasse pas 1,5 volt, est inférieure au seuil de conduction des Zener DZ_3 et DZ_4 (6,2 + 0,6 = 6,8 volts). Le courant alternatif circulant à travers C_2 et R_{15}, se referme par le pont D_3 à D_5, et le transistor T_3. Aucun courant ne circule dans la gâchette du triac Tr, qui reste bloqué.
- Si le Darlington T_2 T_3 est bloqué, aucun courant ne peut plus traverser l'espace AB, points entre lesquels la différence de potentiel peut croître librement. Elle atteint alors, à chaque demi alternance du secteur, une valeur suffisante pour faire conduire DZ_3 et DZ_4, et exciter la gâchette du triac. Celui-ci devient donc conducteur pendant la quasi-totalité de chaque demi-alternance.

Schéma complet du thermostat

Il est donné intégralement à la **figure 4,** pour le cas d'une régulation de chauffage. Nous verrons plus loin les quelques modifications à appor-

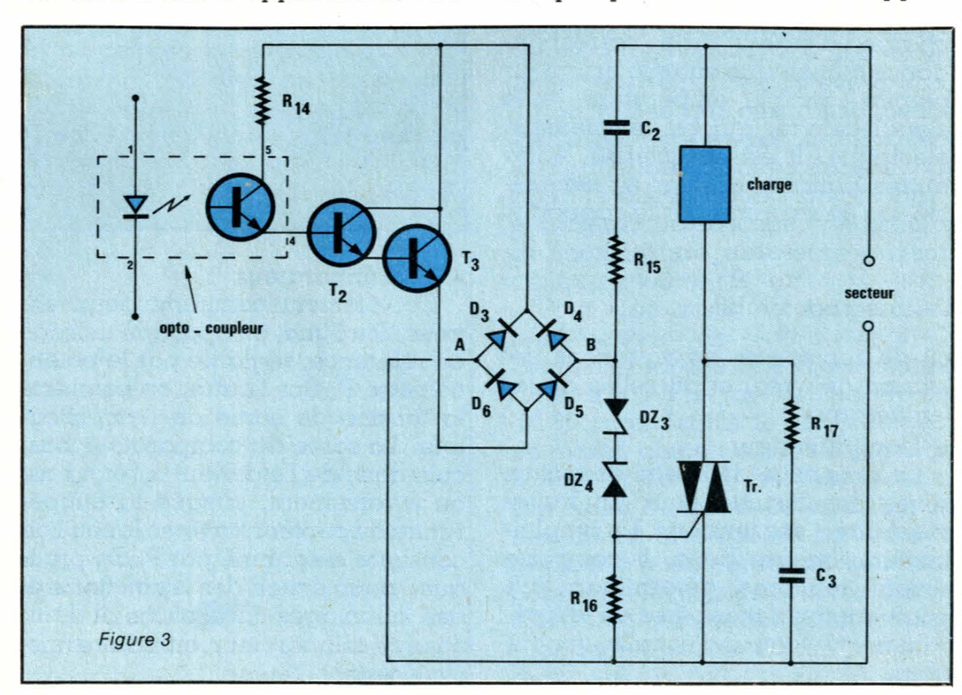


Figure 3

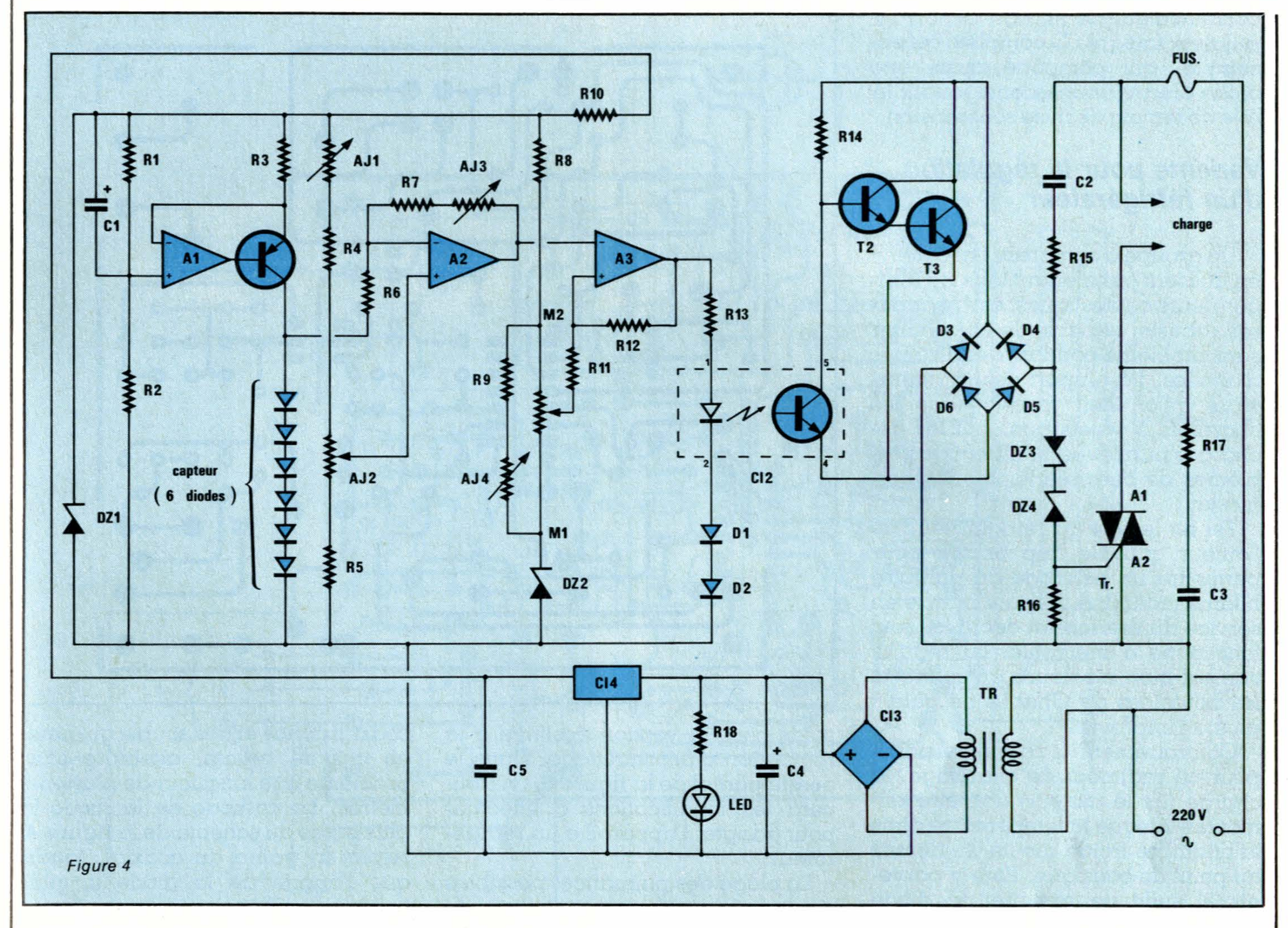


Figure 4

ter pour réguler un refroidissement (thermostat pour réfrigérateur).

Nous avons presque tout dit de la section « capteur ». Aux bornes du diviseur R_1, R_2, la tension est stabilisée par la Zener DZ_1, que polarise R_{10}. Le condensateur C_1 élimine les tensions résiduelles de bruit aux bornes de R_1, donc à celle de R_3, et au collecteur de T_1. En ces points, une ondulation de l'ordre du millivolt suffirait, compte tenu de l'amplification qui suit, à engendrer des déclenchements intempestifs.

L'entrée négative de l'amplificateur A_2 recevant les tensions du capteur à travers R_6, le gain de l'étage a pour valeur, au signe près :

$$\frac{R_7 + AJ_3}{R_6}$$

Il est donc réglable par AJ_3, et permet d'obtenir, en sortie de A_2, des variations de 120 mV/ °C, environ.

Aux bornes de l'ensemble des six diodes du capteur, la différence de potentiel varie, avec la température, autour d'une valeur moyenne voisine de 4 volts. C'est donc à peu près le potentiel qu'il faut retrouver sur le curseur de l'ajustable AJ_2, qui fixe la tension de sortie de A_2, pour une température donnée. Afin de permettre un réglage précis sans recourir à l'emploi d'un ajustable multitours, nous avons prévu deux résistances ajustables : AJ_1 permet une première approche, et AJ_2 sert à fignoler.

L'amplificateur opérationnel A_3 fonctionne en comparateur, et la réaction positive introduite par R_{12} procure l'hystérésis souhaitée. Le potentiomètre P, seule commande accessible après la mise au point initiale, constitue la référence variable indiquée au synoptique. Il règle donc les seuils de basculement du comparateur. L'excursion totale des températures de consigne dépend de la plage des tensions balayées par le curseur de P. Son étendue se règle, à la mise au point, par AJ_4.

Penchons-nous - c'est important pour la suite du schéma - sur la correspondance entre les sens de basculement de la sortie du comparateur, et les sens de variation de la température. Lorsque celle-ci augmente, la ddp diminue aux bornes du capteur, et croît en sortie de A_2 (amplificateur inverseur). Le comparateur A_3 étant lui-même attaqué sur son entrée inverseuse, sa sortie bascule à l'état bas. Dans ces conditions (température supérieure au seuil de consigne), le triac doit rester bloqué, interrompant l'alimentation de la charge. Nous avons vu dans l'étude préliminaire qu'il faut, pour cela saturer T_2 et T_3, donc bloquer le transistor de l'opto-coupleur. Pour cela, aucun courant ne circule dans la diode photo-émissive, qu'on connecte donc, à travers R_{13}, à la masse des circuits de commande.

L'état bas ne correspondant pas à une tension nulle sur la sortie de A_3 (il peut rester 1 à 2 volts), les diodes D_1 et D_2, en ajoutant leur seuil de conduction, garantissent un blocage parfait.

Nous ne revenons pas sur les circuits de sortie, qui ont été amplement analysés. On notera simplement le réseau amortisseur R_{17} C_3, destiné à protéger le triac contre des dV/dt excessifs.

L'alimentation des circuits de commande comprend le transformateur de faible puissance TR, suivi d'un redresseur en pont CI_3, et du

condensateur de filtrage C_4. Un régulateur intégré CI_4 complète cet ensemble, qui comporte aussi une diode électroluminescente jouant le rôle de témoin de mise sous tension.

Variante pour la régulation d'un réfrigérateur

Un groupe à compression, comme en utilisent maintenant tous les réfrigérateurs domestiques, est un appareil robuste, capable de fonctionner sans problème pendant des dizaines d'années. La plupart des réfrigérateurs qu'on voit mourir dans les charniers à objets que sont les décharges publiques, souffrent de problèmes de carrosserie, ou de thermostat.

Tel fut le sort du réfrigérateur de l'auteur, modèle trop ancien pour permettre un échange du vulgaire bilame incriminé. Depuis la mise en service du thermostat décrit ici, tout fonctionne à merveille. La régulation est bien meilleure qu'avant, et les bouteilles de Chablis ne gèlent plus à l'improviste !

Contrairement à ce qui se passe pour un radiateur de chauffage, la charge (ici le moteur) doit être alimentée lorsque la température dans la chambre froide monte au-dessus du point de consigne. Pour y parvenir, il suffit de ramener la diode photo-émissive de l'opto-coupleur au + de l'alimentation, comme l'indique le schéma partiel de la **figure 5**.

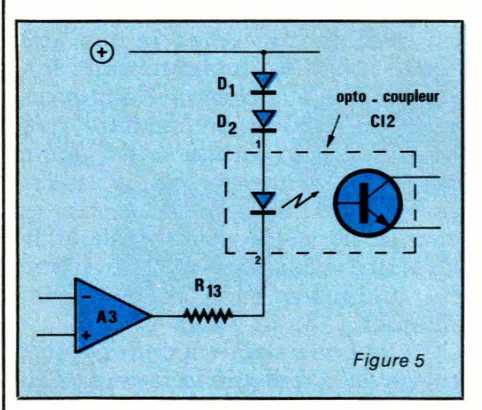
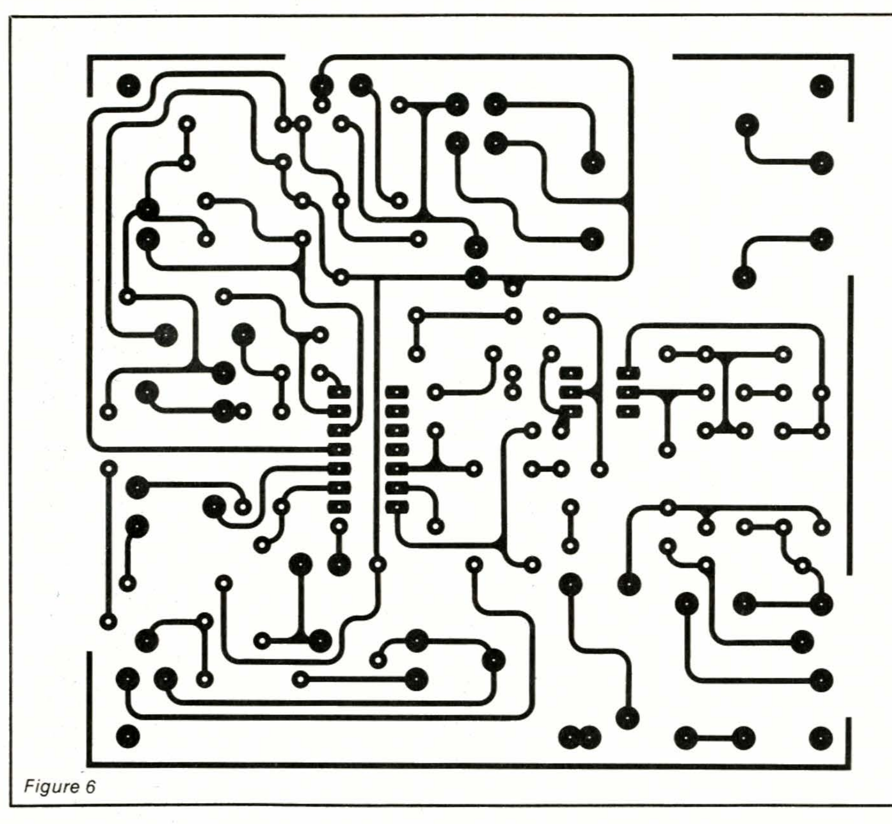


Figure 5

Le circuit imprimé et son câblage

Le dessin des circuits imprimés apparaît en **figure 6**. Il a été conçu pour permettre, par le simple déplacement de quelques composants, la construction de l'une ou l'autre version du thermostat. Tous les éléments du montage y prennent place, à l'exclusion du triac. La **figure 7** donne l'implantation des composants pour la version destinée à la régulation d'un chauffage. Dans le dessin partiel de la **figure 8**, on trouvera les modifications à effectuer pour adapter l'appareil à un réfrigérateur.


Figure 6

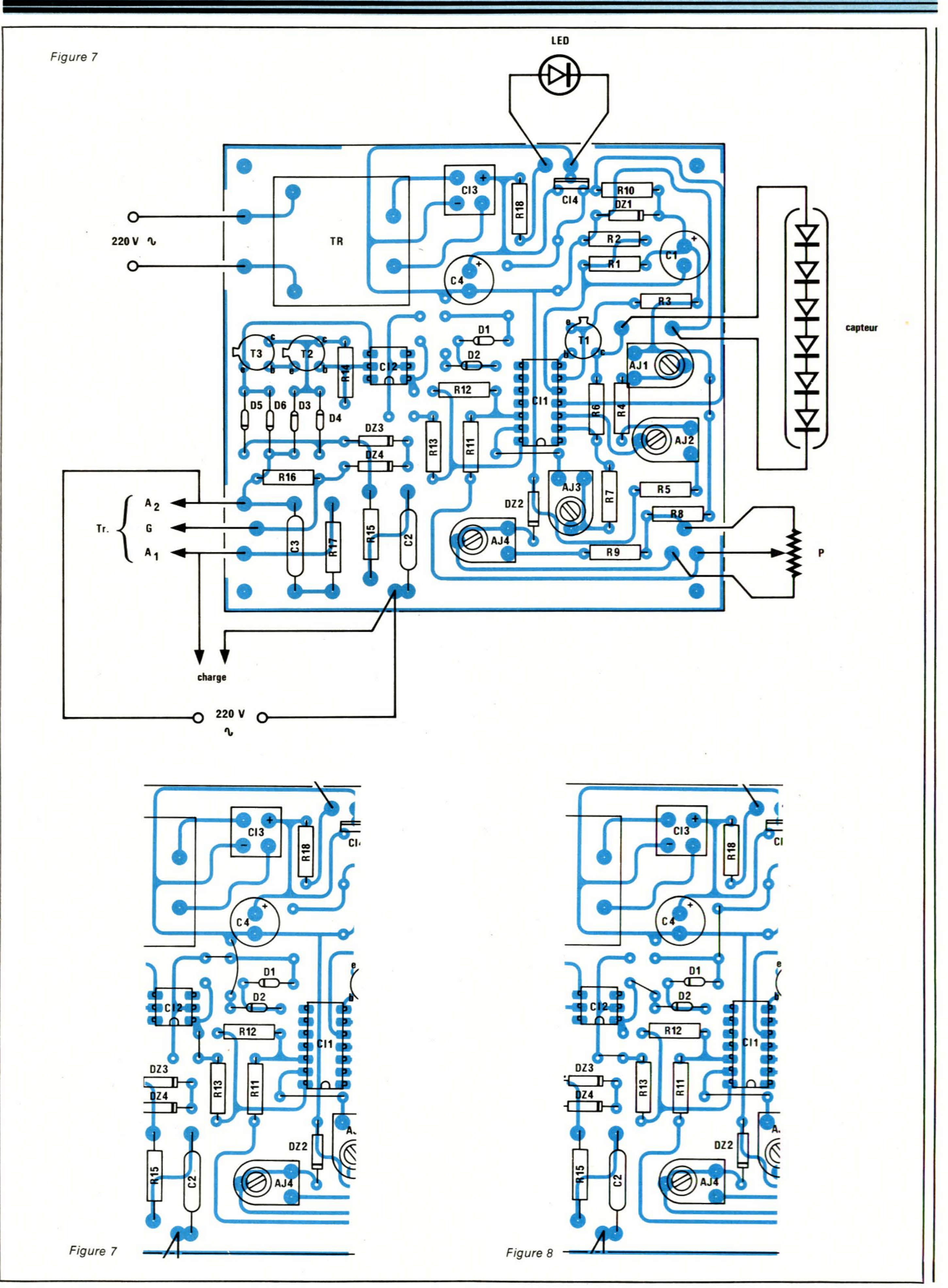
La plage des puissances possibles s'étend de quelques centaines de watts à 3 kilowatts environ, selon l'intensité maximale supportée par le triac en régime permanent, du refroidisseur qui l'équipe, et de la disposition de l'ensemble dans un coffret plus ou moins bien ventilé. On se rappellera que la chute de tension entre les anodes du triac, lors de la conduction, atteint facilement ± 2 volts. Avec une intensité de 15 ampères, cela conduit à une dissipation de 30 watts, sous forme de calories qu'il faut évacuer. Nous nous permettons de rappeler notre article consacré au calcul des dissipations thermiques, et publié dans le numéro d'août 1983 de Radio Plans : on s'y reportera avec profit.

La réalisation pratique du capteur

Comme le montre l'une de nos photographies, qui permet aussi d'apprécier les dimensions de la sonde, les six diodes du capteur, soudées en série (attention à l'orientation), sont assemblées en grecque, et reliées à un câble coaxial mince et très souple qui peut, en cas de besoin, atteindre sans problème une longueur de plusieurs mètres. La cathode de la diode la plus basse du schéma de la **figure 4**, rejoint la gaine du coaxial, tandis que l'anode de la diode la plus haute, est reliée à son âme.



Les dimensions de l'ensemble permettent de le loger dans une capsule que nous avons fabriquée en accolant deux couvercles en plastique de boîtes pour film 24 × 36 (même si vous n'êtes pas photographe, le premier laboratoire de développement consulté vous en offrira une poignée). On raccourcit au cutter la gorge centrale, pour que les deux couvercles se joignent parfaitement sur leur pourtour. Une petite encoche, elle aussi découpée au cutter, laisse passer le câble. Après mise en place des diodes à l'intérieur de ce boîtier improvisé, mais très esthétique, et déjà d'une réalisation professionnelle, les deux joues sont assemblées à l'Araldite, dont on laisse couler une grosse goutte autour du câble. On obtient ainsi une

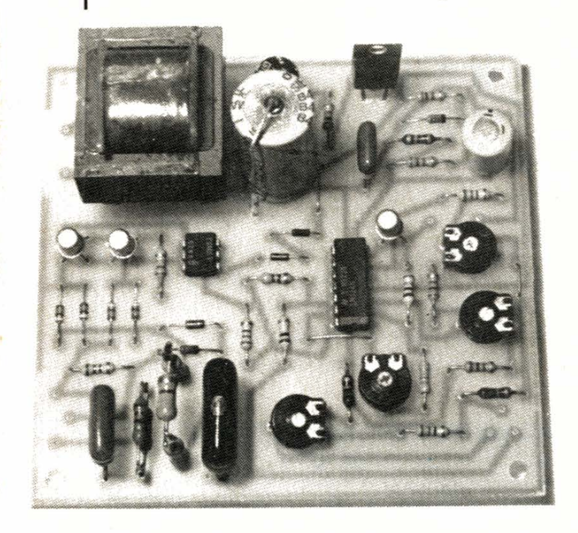

Figure 7
LED
220 V ∿
TR
CI3
R18
CI4
R10
DZ1
R2
R1
C1
C4
R3
capteur
T3
T2
R14
CI2
D1
D2
T1
AJ1
R12
CI1
R6
R4
D5
D6
D3
D4
DZ3
DZ4
AJ2
R13
R11
R16
AJ3
R5
R7
DZ2
Tr.
A2
G
A1
C3
R17
R15
C2
AJ4
R8
R9
P
charge
220 V
∿
Figure 7
Figure 8

étanchéité parfaite : qu'en pensent les possesseurs d'aquarium... ou de piscine ?

Certains objecterons la constante de temps de la mesure, avec ce type de montage : elle atteint, en effet, quelques minutes. Mais, pour les applications envisagées, il s'agit là d'un avantage. Par exemple, lors de la régulation du chauffage d'une pièce, les radiateurs ne se mettent pas inutilement en marche si on ouvre quelques instants la fenêtre pour aérer, ou simplement la porte, pour entrer et sortir.

La procédure de réglage

Elle demande quelques soins, et un peu de patience, mais se révèle très sûre si on respecte l'ordre que nous indiquons. Le capteur est plongé dans un volume d'eau (vive son étanchéité !) suffisant pour ne subir que des variations très lentes de température : une grande cuvette, un seau, conviennent bien. On en repérera la température à l'aide d'un thermomètre à alcool, ou mieux à mercure, de bonne qualité. Avec de la glace si on veut descendre à 0 °C (réfrigérateur), ou un peu d'eau chaude pour monter à 25 °C, on couvre aisément toute la plage utile.



Prenons l'exemple de l'application du thermostat à la régulation de température d'une habitation : une excursion de 10 ou 15 °C (10 °C pendant les périodes d'inoccupation) à 25 °C est parfaite. Partons donc de 10 °C : les positions extrêmes M_1 et M_2 du curseur du potentiomètre I correspondent respectivement à 10 °C, et à 25 °C. On opérera de la façon suivante :

1) Plonger le capteur dans de l'eau à 10 °C, et placer le curseur de P dans la position M_1. Un voltmètre (tension continue, gamme 30 volts) est branché entre la masse et la sortie du comparateur A_3).

2) Attendre au moins 5 minutes, pour un parfait équilibre thermique entre la sonde et l'eau.

3) Placer AJ_2 et AJ_3 à mi-course. Réglez AJ_1 sur la position qui fait basculer la sortie du comparateur A_3. En fait, à cause de l'hystérésis du comparateur, il existe deux positions de basculement, selon le sens de rotation de AJ_1 ; on immobilisera le curseur entre les deux positions ainsi déterminées.

4) Ne plus toucher à AJ_1 et régler maintenant AJ_2, pour obtenir le basculement vers l'état haut de la sortie de A_3.

5) Placer le potentiomètre P en position M_2. Régler AJ_3 pour obtenir une excursion de 120 mV/ °C en sortie de l'amplificateur A_2 (1,2 volt quand on passe de 10 à 20 °C). Régler ensuite AJ_4 pour que le basculement de l'état haut vers l'état bas de la sortie du comparateur, intervienne quand la température du capteur franchit le point 25 °C, en augmentant.

6) Graduer le bouton de commande du potentiomètre P. L'échelle étant linéaire, il suffit de diviser l'angle de rotation utile (attention aux zones « mortes » à chaque extrémité) en 15 divisions égales, de 10 à 25 °C.

Pour utiliser le thermostat à la régulation de la température d'un réfrigérateur, on reprendra les réglages de la façon suivante :

— AJ_1, puis AJ_2, à 0 °C ;
— AJ_3 : comme précédemment ;
— AJ_4 : pour obtenir le basculement sur la température la plus élevée jugée utile, 10 °C par exemple.

Lors de l'emploi pour un réfrigérateur, il est préférable de placer le thermostat à l'extérieur. Seul le capteur prend place dans l'appareil. Le réfrigérateur se branche alors sur la sortie « charge » du thermostat, sans oublier d'adjoindre une prise de terre.

René RATEAU

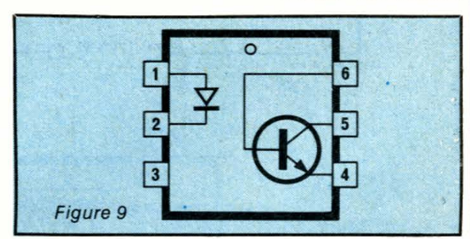


Figure 9

Nomenclature

Résistances 0,25 watt, à ± 5 %
R_1: 1,8 kΩ
R_2: 8,2 kΩ
R_3: 820Ω
R_4: 1,8 kΩ
R_5: 1,8 kΩ
R_6: 10 kΩ
R_7: 82 kΩ
R_8: 5,6 kΩ
R_9: 820Ω
R_{10}: 220Ω
R_{11}: 100 kΩ
R_{12}: 4,7MΩ
R_{13}: 820Ω
R_{14}: 22 kΩ
R_{16}: 820Ω

Résistances 1 watt, à ± 5 %
R_{15}: 1 kΩ
R_{17}: 39Ω

Résistances ajustables (Piher horizontales)
AJ_1: 2,2 kΩ AJ_3: 47 kΩ
AJ_2: 470Ω AJ_4: 1 kΩ
P:

Condensateurs
C_1: 47μF (25 volts, électrolytique)
C_2: 100 nF (400 V minimum)
C_3: 100 nF (400 V minimum)
C_4: 470μF (électrolytique, 40 volts)
C_5: 100 nF

Diodes
Les 6 diodes du capteur, et D_1 à D_6 : 1 N 4148
DZ_1: Zener 10 volts (400 mW)
DZ_2: Zener 5,6 volts (400 mW)
DZ_3, DZ_4: Zener 6,2 volts (400 mW)

Transistors
T_1: 2 N 2907
T_2, T_3: 2 N 2222

Triac
400 volts, intensité selon la puissance désirée.
A monter sur un dissipateur thermique.

Circuits intégrés
CI_1: LM 124, 324
CI_2: optocoupleur CN 25 Telefunken, ou équivalent
CI_3: redresseur 50 volts, 200 mA
CI_4: régulateur 15 volts

Transformateur
15 volts, 3VA, pour circuit imprimé

Programme BASIC pour le tracé des courbes de réponse Vitesse des haut-parleurs en régime de courant sinusoïdal (ZX 81)

Pour clore la suite des programmes intéressant les différentes caractéristiques propres aux haut-parleurs électrodynamiques, il nous reste à effectuer le tracé de la réponse vitesse en fonction du courant en régime sinusoïdal.

En remarquant que, d'une part, la force d'entraînement du diaphragme est proportionnelle au courant dans l'enroulement moteur, et que, d'autre part, la puissance acoustique rayonnée varie comme le carré de la vitesse, il est possible de se faire une idée de la relation existant entre ces variables quantifiées par l'expérience.

Par ailleurs, en tenant compte de cette réponse en vitesse, il est possible de déterminer les corrections nécessaires à effectuer pour améliorer le fonctionnement du haut-parleur par l'utilisation d'une boucle d'asservissement en courant.

Rappels

Bien que ce programme complète la lignée de ceux déjà publiés sur le haut-parleur, nous ferons un rappel des relations et des données utilisées pour traiter le sujet.

En notation opérationnelle, la vitesse du diaphragme est :

$$V_{(p)} = \frac{Bl}{K_{MS}} \times \frac{p}{p^2/\omega_0^2 + (2\,\zeta/\omega_0)\,p + 1} \times I_{(p)}$$

Les différents paramètres rencontrés dans cette relation s'expriment en unités MKSA et sont :

Bl : Facteur de force en N/A

K_{MS} : Raideur suspension en N/m (ou $1/C_{MS}$)

ω_0 : Pulsation propre non amortie en rd/s

ζ : Coefficient d'amortissement du diaphragme

Ces deux dernières quantités se déterminent ainsi :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{K_{MS}}{M_{MD}}}$$

$$\zeta = \frac{R_{MS}}{2\sqrt{K_{MS} \cdot M_{MD}}}$$

M_{MD} : Masse de l'équipage mobile, bobine et diaphragme.

A toutes fins utiles, signalons que la masse mobile se détermine par deux mesures de fréquences de résonance, en collant une masse additionnelle connue sur le diaphragme.

Soit m cette masse et f_1, f_2 les deux fréquences de résonance mesurées. (On suppose qu'il n'y a pas de variation notable de l'amortissement.)

On déduit la masse mobile en utilisant la relation (2) :

$$M_{MD} = \frac{m}{(f_1/f_2)^2 - 1} \text{ en kg}$$

R_{MS} : Résistance mécanique. C'est un frottement de type visqueux, c'est-à-dire variant proportionnellement avec la vitesse. Elle s'exprime en kg/s.

Relation utilisée

la relation (1) est appliquée à l'étude de la réponse à une sollicitation de courant en forme d'échelon. Pour l'étude du système en régime harmonique, il faut remplacer l'opérateur p par $j\omega$.

Rappelons que p et j sont des opérateurs intermédiaires qui permettent de simplifier les calculs tels que ceux utilisés dans les réponses du haut-parleur.

L'équation (1) prend la forme suivante :

$$V_{(j\omega)} = \frac{Bl}{K_{MS}} \times \frac{j\omega}{(1 - \omega^2/\omega_0^2) + j(2\,\zeta\;\omega/\omega_0)} \times I_{(j\omega)}$$

En se mettant sous la forme canonique, il vient :

$$V_{(j\omega)} \times \frac{Bl}{K_{MS}} \times \frac{\omega[2\,\zeta\;\omega/\omega_0 + j(1 - \omega^2/\omega_0^2)]}{(1 - \omega^2/\omega_0^2)^2 + 2\,\zeta\omega/\omega_0)^2} \times I_{(j\omega)}$$

Le module, ou amplitude de la fonction, est :

$$V_{(\omega)} = \frac{Bl \cdot \omega_0}{K_{MS}} \times \frac{\omega/\omega_0}{\sqrt{(1 - \omega^2/\omega_0^2)^2 + (2\,\zeta\omega/\omega_0)^2}} \times I_{(\omega)}$$

L'argument, ou angle polaire entre vitesse et courant, vaut :

$$\theta_{(\omega)} = \text{arctg}\left(\frac{1 - (\omega/\omega_0)^2}{2\,\zeta\omega/\omega_0}\right)$$

Posons : $\psi = \omega/\omega_0$, les relations de $V_{(\psi)}$ et $\theta_{(\psi)}$ conduisent à un tracé à échelle réduite. Ce sont les équations suivantes que nous prenons en considération :

$$V_{(\psi)} = \frac{Bl \cdot \omega_0}{K_{MS}} \times \frac{\psi}{\sqrt{(1-\psi^2)^2 + 4\,\zeta^2\psi^2}} \times I_{(\psi)}$$

$$\theta_{(\psi)} = \text{arctg}\left(\frac{1-\psi^2}{2\,\zeta\,\psi}\right)$$

Symboles de programmation

pour la programmation, les symboles sont redéfinis tels que suit :
— Masse mobile : M_{MD}.....M
— Elasticité : C_{MS}.....C ($1/K_{MS}$)

```
COURBE DE REPONSE VITESSE
   EN REGIME HARMONIQUE
    DU HAUT-PARLEUR.

         ******

DONNEES A INTRODUIRE:

MASSE MOBILE:M EN KG
COMPLIANCE:C EN M/N
FROTTEMENT MECAN.:RM EN KG/S
FACTEUR DE FORCE:BL EN N/A
VALEUR DU COURANT:I EN A

          ****
```

Figure 1

Figure 2

SPÉCIFICATIONS	SYMBOLE		VALEUR		UNITÉ
Variante bobine mobile		**2 CA 12**		**4 CA 12**	
Impédance nominale	Z		8		Ω
Module minimal de l'impédance	Z_{min}	7 à 200 Hz		7,8 à 200 Hz	Ω
Résistance au courant continu	R_{scc}	6,5		6,8	Ω
Inductance de la bobine mobile	L_{BM}	625		1500	µH
Fréquence de résonance	f_s	29 ± 4		27 ± 4	Hz
Compliance de la suspension	C_{MS}		$1{,}56 \cdot 10^{-3}$		mN^{-1}
Facteur de qualité mécanique	Q_{MS}	3,81		3,73	
Facteur de qualité électrique	Q_{ES}	0,46		0,26	
Facteur de qualité total	Q_{TS}	0,41		0,24	
Résistance mécanique	R_{MS}	0,98		0,94	$kg\ s^{-1}$
Masse mobile	M_{MD}	$19{,}5 \cdot 10^{-3}$		$21{,}8 \cdot 10^{-3}$	kg
Diamètre émissif de la membrane	D		0,196		m
Surface émissive de la membrane	S_D		0,0301		m^2
Diamètre de la bobine mobile	d		25,5		mm
Nature du support de la bobine			Aluminium		
Hauteur du bobinage	h		12		mm
Nombre de couche du bobinage	n	2		4	
Induction dans l'entrefer	B	1,53		1,21	T
Flux dans l'entrefer	∅	$0{,}490 \cdot 10^{-3}$		$0{,}387 \cdot 10^{-3}$	Wb
Energie magnétique du moteur	W	0,368		0,363	Ws
Facteur de force du moteur	BL	7,32		10,80	NA^{-1}
Volume de l'entrefer	V_E	$0{,}395 \cdot 10^{-6}$		$0{,}623 \cdot 10^{-6}$	m^3
Hauteur de l'entrefer	H_E		4		mm
Diamètre de l'aimant ferrite	∅ A		96		mm
Hauteur de l'aimant	B		25		mm
Masse de l'aimant			0,725		kg
Masse du haut-parleur			1,71		kg
Niveau d'efficacité caractéristique	η	93,4 (W)		93,8 (W)	dB SPL
Puissance nominale		40		50	W
Facteur d'accélération	Γ	375		495	$ms^{-2}\ A^{-1}$
		A		B	

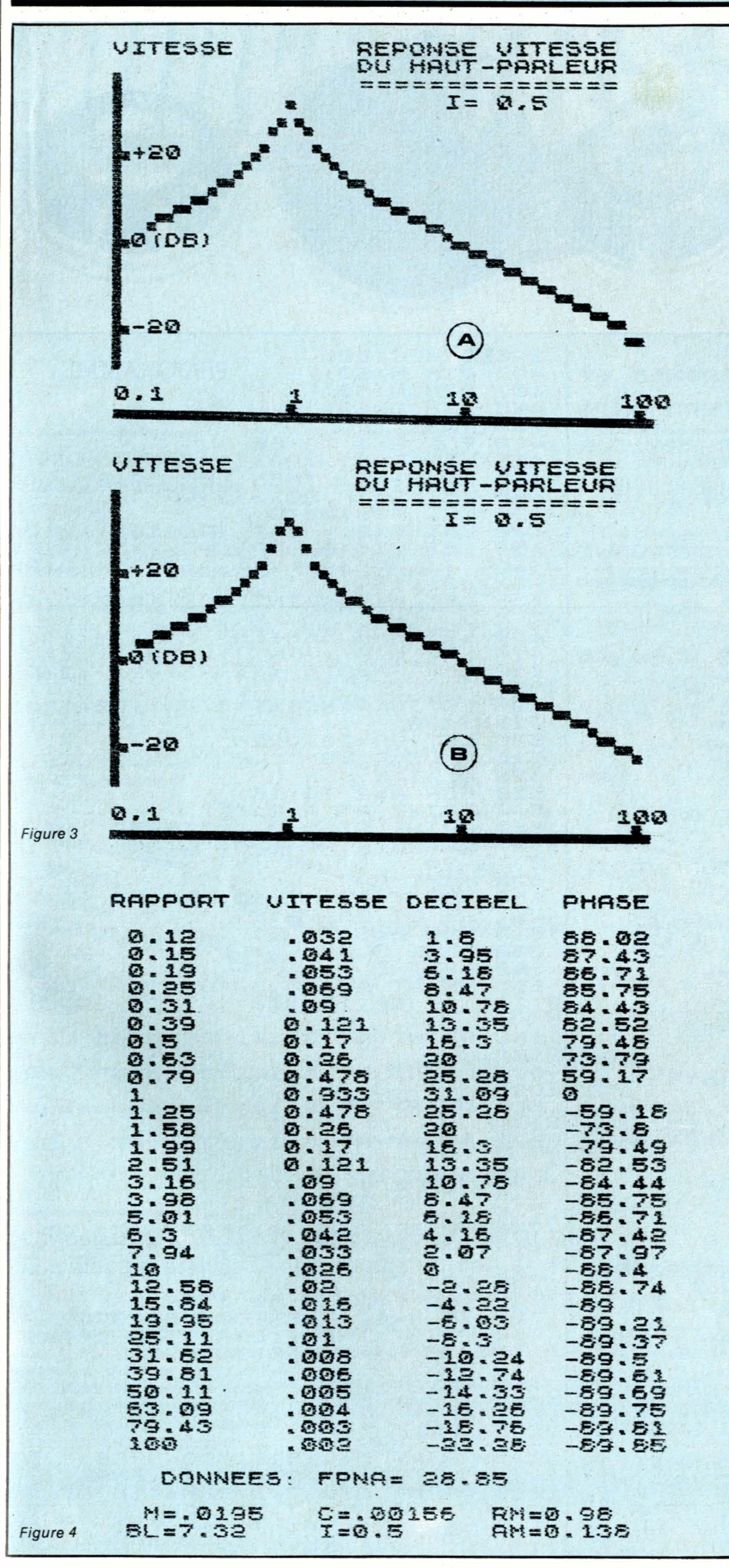


Figure 3

RAPPORT	VITESSE	DECIBEL	PHASE
0.12	.032	1.8	88.02
0.15	.041	3.95	87.43
0.19	.053	6.16	86.71
0.25	.069	8.47	85.75
0.31	.09	10.76	84.43
0.39	0.121	13.35	82.52
0.5	0.17	16.3	79.46
0.63	0.26	20	73.79
0.79	0.478	25.28	59.17
1	0.933	31.09	0
1.25	0.478	25.28	-59.18
1.58	0.26	20	-73.8
1.99	0.17	16.3	-79.49
2.51	0.121	13.35	-82.53
3.16	.09	10.76	-84.44
3.98	.069	8.47	-85.75
5.01	.053	6.16	-86.71
6.3	.042	4.16	-87.42
7.94	.033	2.07	-87.97
10	.026	0	-88.4
12.58	.02	-2.28	-88.74
15.84	.016	-4.22	-89
19.95	.013	-6.03	-89.21
25.11	.01	-8.3	-89.37
31.62	.008	-10.24	-89.5
39.81	.006	-12.74	-89.61
50.11	.005	-14.33	-89.69
63.09	.004	-16.28	-89.75
79.43	.003	-18.76	-89.81
100	.002	-22.28	-89.85

DONNEES: FPNA= 28.85

M=.0195 C=.00156 RM=0.98
BL=7.32 I=0.5 AM=0.138

Figure 4

— Résistance mécanique : RMS.....RM

— Facteur de force : BL.....Inchangé

Les autres paramètres rencontrés sont :

— AM : Coefficient d'amortissement (ζ)

— PPNA : Période propre non amortie ($2\pi/\omega_0$)

— FPNA : Fréquence propre non amortie ($\omega_0/2\pi$)

— PS : Psi, variable réduite (ψ)

— PH : Déphasage relatif de la vitesse (θ)

Les valeurs de la variable ψ sont réparties sur une échelle logarithmique en 60 points, format imposé par l'ordinateur.

Choix des échelles

Pour le tracé des courbes de vitesse, l'échelle verticale est graduée en décibel (dB). Le point zéro est choisi arbitrairement et correspond ici au rapport obtenu à la pulsation réduite de 0,1.

L'ordonnée au maximum vitesse est obtenue pour le rapport de fréquence égal à l'unité, ce qui permet un bon positionnement des courbes pour leur comparaison. Par ailleurs, les valeurs en dB rendent la courbe indépendante du courant.

L'échelle horizontale permet un tracé étendu à 100 fois la résonance de chaque haut-parleur programmé.

Pour ceux qui ne sont pas habitués aux décibels, le tableau des résultats **figure 4** comporte une colonne des valeurs linéaires de vitesse. Ces valeurs sont directement proportionnelles à l'intensité I du courant choisi.

Tracé des courbes

les valeurs à introduire sont demandées au fur et à mesure du déroulement du programme. Leur liste est affichée au préalable dans le tableau **figure 1** qui apparait à l'écran.

Le passage d'une séquence à la suivante s'effectue par NEW LINE, en particulier :

— après tracé de la courbe sur l'écran ;

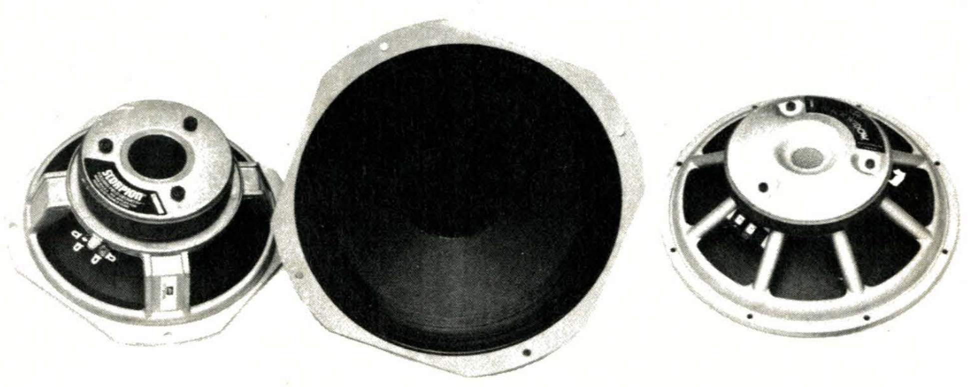
— après affichage de la première partie du tableau.

L'affichage s'effectue en deux opérations. Les affichages intermédiai-

res sont temporisés par des instructions PAUSE 500.

A titre d'exemple, pour le tracé des courbes A et B **figure 3**, nous avons utilisé deux haut-parleurs « grave-médium » Audax dont la fiche constructeur est donnée en **figure 2.** On reconnaîtra sur le tableau des résultats les caractéristiques du haut-parleur A .

René SCHERER



PROGRAMME

```
   5 REM "VITESSE H.P."
  10 PRINT "COURBE DE REPONSE VI
TESSE"
  20 PRINT "  EN REGIME HARMONIQ
UE"
  30 PRINT "       DU HAUT-PARLEUR
."
  35 PRINT
  40 PRINT "          ******"
  45 PRINT
  50 PRINT
  55 PRINT "  DONNEES A INTRODUI
RE:"
  60 PRINT "▀▀▀▀▀▀▀▀▀▀▀▀▀▀▀▀▀▀▀▀▀▀▀
▀▀"
  65 PRINT
  70 PRINT "MASSE MOBILE:M EN KG
"
  75 PRINT "        ▀▀"
  80 PRINT "COMPLIANCE:C EN M/N"
  85 PRINT "          ▀▀"
  90 PRINT "FROTTEMENT MECAN.:RM
 EN KG/S"
  95 PRINT "                   ▀▀▀
"
 100 PRINT "FACTEUR DE FORCE:BL
EN N/A"
 105 PRINT "                ▀▀▀"
 110 PRINT "VALEUR DU COURANT:I
EN A"
 115 PRINT "                 ▀▀"
 120 PRINT "            ****"
 130 PAUSE 500
 140 CLS
 150 PRINT "INTRODUIRE:M="
 160 INPUT M
 170 PRINT AT 0,15;M
 180 PRINT "INTRODUIRE:C="
 190 INPUT C
 200 PRINT AT 1,15;C
 210 PRINT "INTRODUIRE:RM="
 220 INPUT RM
 230 PRINT AT 2,15;RM
 240 PRINT "INTRODUIRE:BL="
 250 INPUT BL
 260 PRINT AT 3,15;BL
 270 PRINT "INTRODUIRE:I="
 280 INPUT I
 290 PRINT AT 4,15;I
 300 PAUSE 500
 310 CLS
 315 REM "CALCULS PRELIMINAIRES"
 320 LET AM=RM/(2*SQR (M/C))
 330 PRINT "COEFF. D*AMRTISS.:AM
="
 335 LET BM=(INT (1000*AM))/1000
 340 PRINT AT 0,22;BM
 350 LET PPNA=SQR (M*C)
 360 LET FPNA=1/(2*PI*PPNA)
 365 PRINT
 370 PRINT "FREQ. PROPRE NON AMO
RTIE:"
 375 LET FNA=(INT (100*FPNA))/10
0
 380 PRINT AT 4,5;"FPNA=        H
ERTZ",AT 4,11;FNA
 385 PAUSE 500
 390 CLS
 395█DIM G(60)
 400 DIM H(60)
 402 DIM N(60)
 405 DIM O(60)
 406 FAST
 410 FOR P=1 TO 60
 415 LET QA=1/(20*(P**2))
 416 IF P>=10 THEN LET QA=0
 420 LET Q=(P/20)-(1+QA)
 430 LET P5=10**Q
 440 LET G(P)=(INT (P5*100))/100
 450 LET VI=(BL*FPNA*C/2*PI)*(P5
/(SQR ((1-P5**2)*(1-P5**2)+(2*AM
*P5)**2)))*I
 455 LET H(P)=(INT (VI*1000))/10
00
 460 LET V=8.686*LN (H(P)/H(1))
 470 LET N(P)=(INT (V*100))/100
 480 LET PH=ATN ((1-P5**2)/(2*AM
*P5))
 490 LET O(P)=(INT ((PH*100*180)
/PI))/100
 500 LET VA=20+V/2
 510 PLOT P,VA
 520 NEXT P
 530 FOR A=2 TO 18
 540 PRINT AT A,0;"█"
 550 PRINT AT 0,0;"VITESSE",AT 1
1,0;"▙0(DB)",AT 6,0;"▙+20";AT 16
,0;"▙-20"
 600 NEXT A
 610 PRINT AT 21,10;"▙",AT 21,20
;"▙",AT 21,30;"▙"
 620 FOR B=0 TO 61
 630 PLOT B,0
 640 NEXT B
 650 PRINT AT 20,0;"0.1",AT 20,1
0;"1";AT 20,19;"10",AT 20,29;"10
0"
 660 PRINT AT 0,14;"REPONSE VITE
SSE"
 670 PRINT AT 1,14;"DU HAUT-PARL
EUR"
 680 PRINT AT 2,14;"===========
==="
 690 PRINT AT 3,19;"I=",AT 3,22;
I
 700 SLOW
 710 INPUT A$
 720 CLS
 730 PRINT AT 1,0;"RAPPORT";AT 1
,9;"VITESSE";AT 1,17;"DECIBEL";A
T 1,26;"PHASE"
 735 PRINT
 740 FOR P=2 TO 60 STEP 2
 750 IF P=40 THEN GOSUB 1000
 760 PRINT TAB 1;G(P);TAB 10;H(P
);TAB 18;N(P);TAB 26;O(P)
 770 NEXT P
 780 GOTO 1025
1000 INPUT A$
1010 CLS
1020 RETURN
1025 PRINT AT 15,3;"DONNEES:";AT
 15,12;"FPNA=";AT 15,18;FNA
1030 PRINT AT 17,1;" M=";M;AT 17
,12;"C=";C;AT 17,22;"RM=";RM;AT
18,1;"BL=";BL;AT 18,12;"I=";I;AT
 18,22;"AM=";BM
```

NOUVEAUTES ETSF

COLLECTION POCHE informatique

30 PROGRAMMES POUR COMMODORE 64
D. Lasseran

Des programmes variés mettent en œuvre les commandes BASIC, le processeur audio et le processeur vidéo du Commodore 64. Ils peuvent être utilisés tels quels ou servir, avec ou sans modification, de point de départ ou de sous-programmes à des ensembles plus importants.

Coll. Poche informatique N° 12. 128 p. Prix : 45 F port compris.

DU ZX 81 AU SPECTRUM 25 PROGRAMMES
G. Isabel

Cet ouvrage s'adresse aux débutants et à tous ceux qui s'intéressent au passage de l'une à l'autre machine. Pour chaque programme, il y a donc deux versions : l'une pour ZX 81, utilisable avec 1 K de mémoire RAM, l'autre, pour SPECTRUM, fait appel à la couleur, au son et aux possibilités particulières de cette machine.

Coll. Poche informatique N° 13. 128 p. Prix : 45 F port compris.

40 PROGRAMMES POUR CASIO PB 700
G. Probst

Cet ouvrage illustre, par des applications utiles ou amusantes, les nombreuses fonctions du BASIC sur PB 700. Chaque programme, accompagné d'un exemple, est immédiatement utilisable.
Vous ferez ainsi le tour des possibilités de cette machine et de son étonnante imprimante traçante, indispensable pour les programmes de graphisme.

Coll. Poche informatique. N° 15. 128 p. Prix : 45 F port compris.

PASSEPORT POUR BASIC TO 7 ET TO 7-70
C. Galais

Très facile d'usage et très pratique, ce livre s'adresse aussi bien au débutant qu'au programmeur averti. Il constitue un excellent complément des manuels du TO 7 et du TO 7-70. Tous les mots clés — fonctions, instructions, commandes — sont répertoriés dans l'ordre alphabétique, accompagnés d'un programme et d'une explication détaillée.

Coll. Poche informatique. N° 16. 160 p. Prix : 49 F port compris.



A PARAITRE

JEU SUR COMMODORE 64
P. MANGIN — *Collection Poche informatique n° 17*

MICRO-INFORMATIQUE ET PME
S. ARQUIE — *Collection Micro-Systèmes N° 20*

60 SOLUTIONS POUR ORIC 1 et ATMOS
R. SCHULZ — *Collection Micro-Systèmes N° 21*

35 PROGRAMMES POUR ORIC 1 et ATMOS
D. Lasseran

Ces programmes bien structurés abordent des domaines variés : jeux, vie pratique, mathématiques, astronomie, utilitaires. Ils peuvent être utilisés tels quels ou servir, plus ou moins modifiés, de point de départ ou de sous-programmes à des ensembles plus importants.

Coll. Poche informatique N° 17. 128 p. Prix : 45 F port compris.

Commande et règlement à l'ordre de la
Librairie Parisienne de la Radio
43, rue de Dunkerque
75480 Paris Cédex 10
Prix port compris
Joindre un chèque bancaire ou postal à la commande

40 PROGRAMMES POUR CANON X-07
G. Probst

Jeux, mathématiques, vie pratique, graphismes.
Ces programmes ont pour ambition d'illustrer la richesse des possibilités du Canon X-07 et de familiariser au maniement des fonctions Basic. Conçus sous une forme modulaire, ils peuvent être facilement modifiés ou perfectionnés.

Coll. Poche informatique N° 18. 128 p. Prix : 45 F port compris.